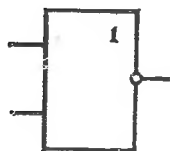


VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

МИКРО- ПРОЦЕССОРНЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ

«Основы теории и элементы»



Под редакцией В. В. СОЛОДОВНИКОВА

Допущено
Государственным комитетом СССР
по народному образованию в качестве
учебного пособия для студентов
технических вузов,
обучающихся по специальности «Автоматика
и управление в технических системах»



Москва «Высшая школа» 1991

ББК 32.973.2
М 59
УДК 62.83

**В. В. Солодовников, В. Г. Коньков, В. А. Суханов,
О. В. Шевяков**

Рецензенты:

кафедра систем автоматического управления Днепропетровского государственного университета (зав. кафедрой — проф. **В. А. Ларин**);
проф. **А. П. Вошинин** (Московский энергетический институт)

Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие / В. В. Солодовников, В. Г. Коньков, В. А. Суханов, О. В. Шевяков; Под ред. В. В. Солодовникова. — М.: Высш. шк., 1991. 255 с. ил.

ISBN 5-06-002047-9

В книге изложены основы теории и элементов микропроцессорных автоматических систем регулирования, рассматриваются некоторые дискретные системы, исследуются методы анализа линейных систем с микроЭВМ при детерминированных и случайных воздействиях; приводится элементная база систем автоматического регулирования с микроЭВМ и т. д.

М 2203070000(4309000000)—293
001(01)—91 144-91

ББК 32.973.2

6 П2.11

ISBN 5-06-002047-9

© Коллектив авторов, 1991

В настоящее время проблема комплексной автоматизации в различных сферах народного хозяйства является одной из ключевых; ее решение относится к приоритетным направлениям научно-технической политики в нашей стране. Особое место здесь отводится созданию систем автоматического регулирования с использованием микропроцессоров и микроЭВМ. Для разработки и исследования таких систем требуются высококвалифицированные специалисты, освоившие как теорию автоматического регулирования, так и ее прикладные аспекты, особенно аспекты, связанные с применением современных средств микропроцессорной техники.

Цель данного учебного пособия — дать простое и сжатое изложение основ теории и элементов микропроцессорных автоматических систем регулирования, знание которых необходимо при проектировании систем автоматического регулирования с микроЭВМ в контуре.

В книге изложены лишь наиболее доступные разделы теории, касающиеся, во-первых, систем автоматического регулирования как систем, решающих задачи только отработки заданных воздействий (формирование самих управляющих воздействий является задачей теории автоматического управления), во-вторых, линейных стационарных одноконтурных систем локального регулирования, микропроцессорные средства в которых выполняют функции корректирующих звеньев и функционально-логических преобразователей.

В практике проектирования конкретных систем регулирования очень важное значение имеет знание областей применимости используемых методик и характеристик, их взаимная связь, а также их связь с классическими методами теории непрерывных систем. Именно в этом аспекте ведется изложение теории дискретных систем. При этом предполагается, что читателем хорошо усвоены методы решения аналогичных задач в теории непрерывных систем автоматического регулирования, в связи с чем основной упор делается на выявлении как аналогий, так и особенностей использования известных подходов исследования непрерывных систем автоматического регулирования, применительно к дискретным системам.

Автоматические системы с микроЭВМ в контуре являются разновидностью дискретных систем, поэтому в главе 1 дается понятие о дискретных системах. Затем в главах 2 и 3 рассматривается как

математический аппарат, так и основные характеристики, используемые при исследовании определенного класса дискретных систем, к которому можно отнести и ряд МПАС с фиксированным периодом дискретности. После этого излагаются методы анализа линейных систем с микроЭВМ при детерминированных и случайных (гл. 4—6) воздействиях, а также методы синтеза таких систем, исключая вопросы их оптимизации. В силу того, что микроЭВМ, встроенная в системах автоматического регулирования (САР), может обладать очень небольшой разрядной сеткой, существенное влияние на работу системы в этом случае окажут эффекты от квантования по уровню. В связи с чем в главе 7 рассматриваются три наиболее распространенных метода учета этого эффекта.

В главах 8—14 дается элементная база САР с микроЭВМ (микропроцессорные средства), а также рассматриваются примеры применения автоматических систем с микроЭВМ в контуре.

Книга написана на основе опыта чтения авторами лекций по соответствующим курсам в МГТУ им. Н. Э. Баумана и предназначена для студентов вузов. Может представлять интерес для инженеров, специализирующихся в области автоматического регулирования.

Авторы благодарны рецензентам проф. В. А. Ларину и проф. А. П. Вошинину за ценные советы и замечания.

Все замечания и пожелания по улучшению книги просим направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

При создании автоматических и автоматизированных систем различного назначения до недавнего времени в качестве их вычислительной основы широко использовались два класса средств цифровой техники:

- устройства с жесткой структурой, выполненные на базе цифровых логических схем;
- электронные вычислительные машины (ЭВМ) — универсальные и управляющие.

Устройства с жесткой структурой обычно содержат большое число дискретных элементов и интегральных схем (ИС) малой и средней степени интеграции. Эти компоненты устанавливаются на печатных платах, а выводы элементов и плат соединяются в соответствии с реализуемыми устройством функциями. Различного рода изменения функций требуют изменения схемы (т. е. перепайки соединений, замены компонентов), проверочных тестов. Поэтому главными недостатками системы на основе таких устройств являются значительное время проектирования и изготовления, а также трудности внесения изменений.

Системы на основе ЭВМ могут легко перестраиваться с реализации одной функции на другую, для чего достаточно составить и занести в память новую программу. При использовании серийных ЭВМ это значительно сокращает сроки проектирования, изготовления и настройки системы. Однако высокая стоимость ЭВМ нередко делает экономически нецелесообразной разработку цифровых систем на основе такого подхода. Часто этому препятствуют также большие габариты и масса применяемых ЭВМ, так как исключается возможность встраивания подобных средств в конкретные системы (в отличие от системы на основе жестких структур, где возможно, как правило, встраивание).

В начале 70-х годов в результате бурных темпов развития и достигнутых высоких результатов в области микроэлектроники и вычислительной техники (ВТ), сконцентрированных в технологии больших интегральных схем (БИС), начал формироваться новый класс (поколение) технических средств автоматики и автоматизированного управления, который обобщенно называют микропроцессорная техника (МТ). Сюда следует отнести микропроцессоры, микроконтроллеры, микропроцессорные системы, микропроцессорные комплекты ИС, микроЭВМ. На основе этих средств создаются микропроцессорные автоматические системы (МПАС).

Микропроцессор (МП) является базовым элементом МТ, в нем воплощена чрезвычайно перспективная идея реализации программируемого цифрового устройства, обладающего свойствами процессора ЭВМ, на минимальном количестве БИС. В МП объединены универсальные возможности программируемого средства с преимуществами и возможностями, которые предоставляет технология БИС. А в силу базовости МП полученными новыми качествами будут обладать и те средства, в которые входит хотя бы один МП.

Формирование и развитие МТ привело к появлению нового подхода к проектированию цифровых систем на основе программируемой логики. Этот подход предполагает использование при построении систем стандартных универсальных БИС (одной или нескольких), работающих под управлением программы.

Если разработчик систем на основе устройств с жесткой структурой может пользоваться для реализации необходимых функций только аппаратными средствами, а при использовании ЭВМ — в большей степени только программными средствами, то при построении систем на основе программируемой логики он получает в свое распоряжение полностью как аппаратные, так и программные средства. Специализация системы осуществляется специализацией программы, управляющей стандартными универсальными БИС, которые и получили название микропроцессоры.

Необходимо отметить, что низкая стоимость, малые масса и размеры, высокая надежность и ряд других характеристик средств МТ создают ее новые качества, которые позволяют существенно приблизить средства обработки информации и управления к местам возникновения информации и приложения управляющих воздействий. В конструктивном отношении средства МТ становятся встроенными, т. е. являются элементами и узлами автоматических систем, подчиненных своей логике, своим задачам.

В практике автоматического регулирования и управления преобладающими становятся распределенные децентрализованные МПАС. Их особенностью является не столько рассредоточенное расположение аппаратуры, сколько разделение общей функции управления и обработки информации на несколько слабосвязанных функций и распределение этих функций между несколькими микропроцессорами или микроЭВМ.

В отличие от централизованных в распределенных МПАС отсутствует явно выраженный центр обработки информации и вместо этого имеется большое число активных средств управления и обработки, способных вмешиваться в работу системы, что обуславливает новую организацию управления взаимодействием подсистем и устройств системы. Широкое использование в таких системах недорогих, но надежных МП и программируемых МП-контроллеров позволяет сохранить главное преимущество централизованных систем — свободную программируемость и точность — и одновременно обеспечить высокую живучесть, характерную для класси-

ческих децентрализованных аналоговых систем регулирования и управления.

Достаточно часто при построении МПАС приходится объединять в систему большое число микропроцессоров (десятки, сотни, а иногда и тысячи). Эти МП работают в значительной степени асинхронно и выполняют различные функции: вычисление, управление, обслуживание различных устройств, поиск и реорганизацию данных в памяти и т. п. Наличие большого числа асинхронно работающих активных устройств, способных по собственной инициативе использовать ресурсы системы, предъявляет высокие требования к организации взаимодействия устройств. Необходимо быстро и достаточно простыми средствами коммутировать источники и приемники данных, устранять конфликтные ситуации при одновременном затребовании несколькими устройствами одного и того же ресурса, устранять взаимные блокировки устройств. При этом должна обеспечиваться высокая живучесть системы.

Таким образом, низкая стоимость МП, высокая надежность, малые габариты и другое позволяют устанавливать их непосредственно на объектах или их частях (подсистемах, устройствах), т. е. создавать МПАС с более высоким быстродействием и повышенной живучестью.

Появление высокоскоростных средств обмена данными позволяет организовать в МПАС интеграцию использования распределенных ресурсов системы. Так, не обязательно помещать все необходимые средства обработки данных там, где в них есть потребность. Обработку информации можно провести в произвольных местах системы, связавшись с соответствующими средствами и используя их в режиме разделения времени. Более того, в системе может вообще отсутствовать конкретное устройство, способное выполнить заданную работу, для чего придется объединить усилия группы взаимоудаленных средств обработки данных. Аналогично можно использовать удаленные от места обработки данных запоминающие устройства и устройства ввода-вывода.

Процесс проектирования микропроцессорных автоматических систем (МПАС) заключается в проведении комплекса работ по исследованию, расчетам и конструированию с целью получения необходимой технической и программной документации для создания системы, удовлетворяющей заданным требованиям.

Основы построения системы, принципы ее функционирования, важнейшие характеристики, обеспечивающие требуемые свойства ее работы в статическом и динамическом режимах, закладываются на этапах алгоритмического и функционального проектирования, поэтому в дальнейшем будут затрагиваться именно они.

Если выходной $y(t)$ и входной $u(t)$ сигналы элемента (рис. 1.1) связаны непрерывной функциональной зависимостью, то такой элемент называется непрерывным. Выходные сигналы некоторых элементов, даже при поступлении на их вход непрерывного сигнала, могут иметь разрывы непрерывности первого рода, т. е. изменяться скачком — дискретно. Такие элементы называются *дискретными*. Дискретными считаются и такие элементы, у которых выходные сигналы непрерывны, а входные, согласно принципу действия, имеют скачки непрерывности. Если в соответствии с принципом действия дискретными являются и входные, и выходные сигналы, то такой элемент называется *чисто дискретным*. Из рассмотренных типов дискретных элементов первый тип называют *непрерывно-дискретным* (Н—Д), а второй — *дискретно-непрерывным* (Д—Н).



Рис. 1.1

Вид дискретного сигнала (рис. 1.2) определяется характером работы дискретного элемента. Широко распространены такие дискретные элементы, сигналы которых имеют вид импульсов, модулированных по амплитуде (амплитудно-импульсная модуляция — АИМ), ширине (широотно-импульсная модуляция — ШИМ), частоте (частотно-импульсная модуляция — ЧИМ) и т. д.

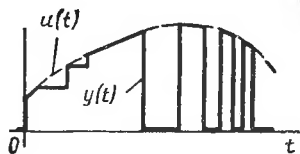


Рис. 1.2

Система, в состав которой входит хотя бы один импульсный элемент, называется *импульсной* и в дальнейшем рассматриваются импульсные системы только с АИМ.

Импульсы, образующие импульсный сигнал, могут иметь различную форму, но будем считать, что импульсы прямоугольны и их длительность — τ_n .

1.1. КВАНТОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНОГО СИГНАЛА

Дискретный сигнал (в том числе и импульсный) образуется из непрерывного в результате квантования или по времени, или по уровню, или и по времени, и по уровню. Пусть на вход импульсного устройства, осуществляющего квантование (квантователя), поступает непрерывный сигнал $u(t)$ (рис. 1.3). При квантовании по времени это устройство в моменты, кратные шагу квантования по

времени τ_r , формирует на своем выходе импульсы $u_{\text{кв}}(t)$, амплитуда которых численно равна величине входного сигнала в эти моменты времени. Выходной сигнал импульсного квантователя по времени $u_{\text{кв.имп.вр}}(t)$ изображен на рис. 1.4.

При квантовании по уровню импульсы на выходе $u_{\text{кв.имп.ур}}(t)$ появляются в те моменты времени, в которые входной сигнал принимает значение, кратное шагу квантования по уровню h . Амплитуда импульсов равна величине входного сигнала в эти моменты времени. На рис. 1.5 представлен выходной сигнал импульсного устройства, осуществляющего квантование по уровню. Шаг квантования как по времени, так

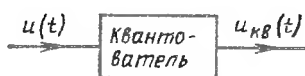


Рис. 1.3

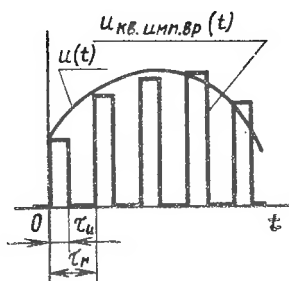


Рис. 1.4

и по уровню может быть и постоянным, и переменным. Рассмотрим более простой случай, когда шаг квантования постоянный.

При квантовании и по времени, и по уровню импульсы $u_{\text{кв.имп.вр.ур}}(t)$ появляются в моменты времени, кратные τ_r . Амплитуда импульсов кратна h и имеет значение, ближайшее к значению входного сигнала в эти моменты времени (рис. 1.6). Системы,

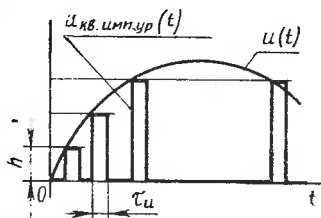


Рис. 1.5

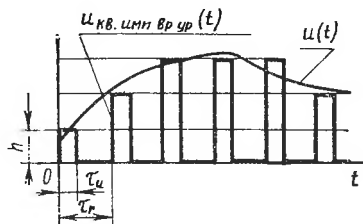


Рис. 1.6

осуществляющие квантование и по времени, и по уровню, некоторыми авторами называются кодово-импульсными.

Операции, выполняемые квантователем по времени с постоянным шагом квантования, можно представить как работу ключа, замыкающегося с периодом τ_r на время τ_n (рис. 1.7). Для описания работы квантователя по уровню по аналогии с предыдущим случаем можно использовать ключ, замыкающийся на время τ_n , однако момент его замыкания должен определяться дополнительным уст-

ройством, функционирование которого зависит от значения входного сигнала. Таким образом, алгоритм работы этого квантователя нелинейный, его можно реализовать, например, с помощью нели-

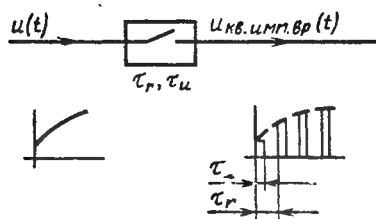


Рис. 1.7

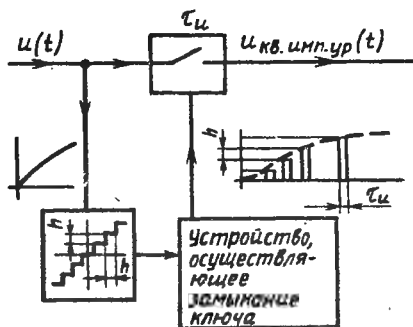


Рис. 1.8

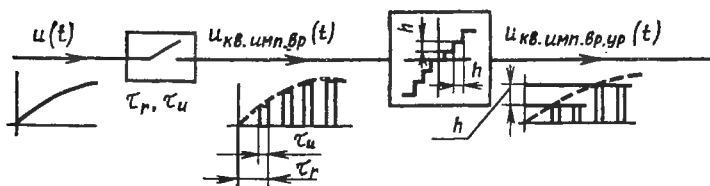


Рис. 1.9

нейного устройства со статической характеристикой ступенчатого типа (рис. 1.8). Работу квантователя и по времени, и по уровню можно описать структурной схемой, изображенной на рис. 1.9.

Из рис. 1.8, 1.9 видно, что квантование по уровню связано с дополнительными нелинейными операциями. В связи с этим исследуем сначала импульсные системы с квантованием только по времени. Довольно часто такая импульсная система автоматического регулирования (САР) может быть приведена к простой структуре, изображенной на

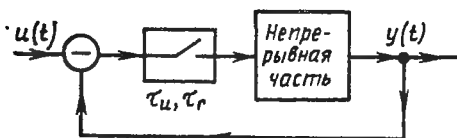


Рис. 1.10

рис. 1.10. Если непрерывная часть нелинейная, то и импульсная система называется нелинейной, если линейная — то линейной.

Рассмотрим линейные стационарные импульсные системы с квантованием только по времени.

1.2. МОДЕЛЬ ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕМЕНТА

Форма импульсов на выходе импульсного элемента в общем случае оказывает влияние на характер работы импульсной системы. Но если импульсы достаточно узкие:

$$\left. \begin{aligned} \tau_n &\ll \tau_r; \\ \tau_n &\ll T_{\min}, \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

где $T_{\min}$ — наименьшая из постоянных времени передаточной функции $W(s)$ непрерывной части, то результат работы непрерывной части определяется не формой импульса, а его площадью, т. е. информация в таком сигнале заключена не в его амплитуде, а в его площади (аналогию рассматриваемому явлению можно найти и в теории механических систем — см. явление удара). Но тогда, не нарушая принцип действия устройства, для его описания можно выбрать любую, удобную с позиций расчета, форму импульсов, лишь бы они имели одинаковую с исходными площадь. Наиболее подходят для этого импульсы в виде дельта-функции Дирака, с помощью которых сигнал $u_{\text{кв.имп.вр}}(t)$ (рис. 1.11) может быть представлен в виде сигнала

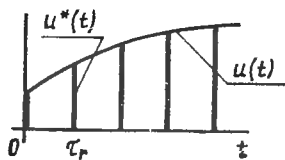


Рис. 1.11

$$u^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} u(n \tau_r) \delta(t - n \tau_r). \quad (1.2)$$

Из рис. 1.11 следует, будто дельта-функции модулированы по амплитуде. На самом же деле это условное обозначение того факта, что дельта-функции модулированы по площади.

Если условия (1.1) нарушены, то представление импульсного сигнала (1.2) может быть достаточно просто скорректировано с целью учета формы импульсов (если она неизменна). Для этого нужно на выходе ключа, генерирующего сигнал типа (1.2), включить динамическое устройство (формирователь импульсов), импульсная переходная функция (ИПФ) которого имеет форму, совпадающую с истинной формой импульса.

Например, реальный импульсный элемент генерирует импульсы прямоугольной формы длительностью τ_n . Тогда формирующее устройство должно обладать ИПФ $k_{\Phi 1}(t)$, изображенной на рис. 1.12. Представив $k_{\Phi 1}(t)$ как сумму двух ступенчатых функций (рис. 1.13), получим

$$k_{\Phi 1}(t) = 1[t] - 1[t - \tau_n].$$

На основании известной связи ИПФ и передаточной функции [1], передаточная функция формирующего устройства

$$W_{\phi 1}(s) = L[k_{\phi 1}(t)],$$

где L — символ, обозначающий операцию преобразования Лапласа.

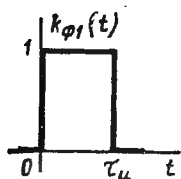


Рис. 1.12

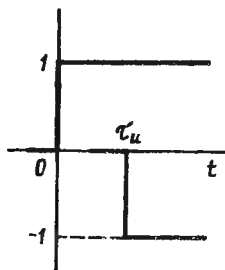


Рис. 1.13

Согласно теореме сдвига,

$$W_{\phi 1}(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s} e^{-\tau_u s} = \frac{1 - e^{-\tau_u s}}{s}. \quad (1.3)$$

Таким образом, структурная схема рис. 1.14 эквивалентна структурной схеме рис. 1.15, следовательно, модель импульсного

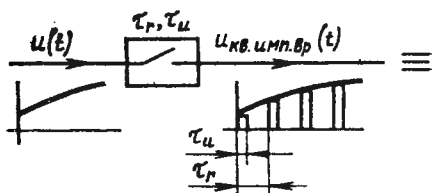


Рис. 1.14

элемента типа (1.2) обладает хорошими потенциальными возможностями достаточно гибко и адекватно отражать работу реального импульсного устройства, включенного в цепь непрерывных динамических элементов. Другими словами, выполнение условия

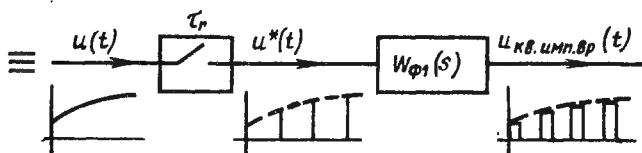


Рис. 1.15

(1.1) позволяет, основываясь на свойстве достаточно узкого импульса, удобно с математических позиций описать работу импульсного элемента. Хотелось бы обратить внимание и на другой, не менее важный практический результат: в силу узости импульса (в виду выполнения условия (1.1)) применение модели (1.2) поз-

воляет удобно математически отразить тот факт, что последующая (после импульсного элемента) часть системы реагирует на информацию о работе предыдущей части только в дискретные моменты времени, кратные τ_r .

1.3. ОСОБЕННОСТИ СИГНАЛОВ И ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ С МИКРОЭВМ

Пусть требуется построить САР с высокими динамическими и точностными характеристиками. Для удобства реализации таких систем в их состав часто встраивается микроЭВМ. Для сопряжения микроЭВМ и непрерывной части САР в системе должны присутствовать преобразователи, осуществляющие преобразование из непрерывной величины в дискретную (Н—Д) и из дискретной в соответствующую непрерывную (Д—Н) (рис. 1.16).

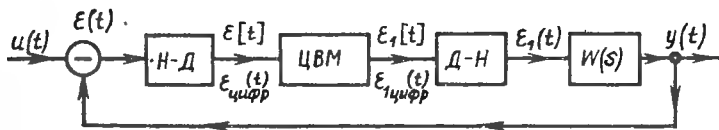


Рис. 1.16

В системе с цифровой вычислительной машиной (ЦВМ) имеют место дискретные сигналы другого (в сравнении с импульсными) типа — цифровые сигналы (рис. 1.16) $\varepsilon_{\text{цифр}}(t)$, $\varepsilon_{1\text{цифр}}(t)$. Поэтому такая система называется цифровой. Сигнал, например, $\varepsilon_{1\text{цифр}}(t)$, так же как и импульсный сигнал $\varepsilon_1^*(t)$, несет информацию о функции $\varepsilon_1(t)$ в дискретные моменты времени, кратные τ_r , но представлена эта информация здесь для каждого из моментов $n\tau_r$ совокупностью импульсов, выражающей двоичное число, равное величине сигнала $\varepsilon_1(n\tau_r)$. Таким образом, информация в цифровом сигнале (в отличие от импульсного) заключена в физическом носителе с помощью кода, принципиально отличающегося от того, с помощью которого она должна была бы быть заключена во входном сигнале последующего непрерывного элемента. Поэтому физическая суть такого сигнала для последнего не существенна, в связи с чем от реального сигнала переходят к его математической абстракции, удобно передающей только информационное содержание этого сигнала, к решетчатой функции $\varepsilon_1[t]$ — функции, представляющей собой последовательность дискретных значений сигнала $\varepsilon_1(t)$ в моменты времени, кратные τ_r (рис. 1.17):

$$\varepsilon_1[t] = [\varepsilon_1(t)] = \varepsilon_1(n\tau_r); \quad t = n\tau_r, \quad n = 0, 1, 2, \dots;$$

$$\varepsilon_1[t] = 0; \quad t \neq n\tau_r.$$

Рис. 1.17 и 1.11 совпадают, но совпадение только внешнее, так как сигнал $\varepsilon_1^*(t)$ есть последовательность дельта-функций, площади

торы равны значениям значения сигнала $\varepsilon_1(t)$ в моменты времени nt_r . Такие импульсы могут непосредственно воздействовать на последующий непрерывный элемент, вызывая при соблюдении условий (1.1) реакцию, зависящую от заключенной в них информации, в виде взвешенной совокупности ИПФ последующего элемента. Поэтому преобразователь Д—Н здесь иногда может и отсутствовать (импульсная система типа 1). Правда, если последующий элемент должен реагировать на информацию, которая заключена в сигнале до импульсного элемента, то на выходе последнего обязательно

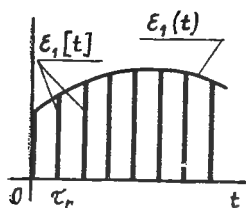


Рис. 1.17

нужно поставить преобразователь Д — Н, преобразующий сигнал $\varepsilon_1^*(t)$ в $\varepsilon_1(t)$ (импульсная система типа 2). Сигнал же в виде решетчатой функции $\varepsilon_1[t]$ обладает нулевой площадью (а, следовательно, и нулевой энергией) и непосредственно воздействовать на последующий непрерывный элемент не может, в связи с чем после цифровой части всегда должен присутствовать преобразователь либо Д — Н₁, преобразующий сигнал

$\varepsilon_1[t]$ в $\varepsilon_1^*(t)$ (цифровая система типа 1), либо Д—Н₂, преобразующий сигнал $\varepsilon_1[t]$ в $\varepsilon_1^*(t)$ (цифровая система типа 2).

Таким образом, при всем физическом различии сигналов $\varepsilon_1^*(t)$ и $\varepsilon_1[t]$ в случае совпадения их ординат цифровая часть цифровой системы типа 1 (типа 2) с помощью решетчатых функций обеспечивает передачу к своей последующей непрерывной части той же информации, что и импульсная часть импульсной системы типа 1 (типа 2) с помощью импульсных функций к своей. Отсюда следует информационная эквивалентность обеих рассмотренных систем (цифровой системы типа 1(2) и импульсной системы типа 1(2)). В связи с чем появляется возможность математически описать работу первой, как работу второй, если физическое содержание процессов внутри цифровой части на данном этапе интереса не представляет. Правда, микроЭВМ помимо квантования по времени (в ней шаг квантования по времени определяется периодом смены информации, зависящей, в частности, от быстродействия машины) осуществляет еще и квантование по уровню (шаг квантования по уровню определяется разрядной сеткой, задаваемой числом разрядов вычислителя). Таким образом, микроЭВМ нужно было бы представлять как кодово-импульсное устройство. Но ввиду того, что при большом числе разрядов ЭВМ эффект от квантования по уровню обычно мал, им в первом приближении пренебрежем и представим микроЭВМ как чисто импульсное устройство. Если при этом рассматривать только линейные алгоритмы обработки информации в микроЭВМ, то система с микроЭВМ (см. рис. 1.16) представляется импульсной линейной моделью (рис. 1.18), в составе которой можно выделить три типа характерных устройств: непрерывные (устройство с передаточной функцией $W(s)$), непрерывно-дискретные (преобразователи Н—Д и Д—Н) и

чисто импульсные (ЦВМ) устройства. Считаем, что аппарат и методы исследования непрерывных устройств хорошо известен, например, [1, 12]. Рассмотрим аппарат и методы исследования остальных типов устройств дискретной САР.

Глава 2. z-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

Чисто импульсное устройство со входом $\varepsilon^*(t)$ и выходом $\varepsilon_1^*(t)$ (рис. 1.18), реализующее линейный алгоритм работы, имеет возможность выполнять над импульсными сигналами элементарные операции сложения, вычитания, умножения на известный коэффициент, задержки на конечное время, кратное τ_r . Поэтому оно может формировать текущий выходной импульс $\varepsilon_1(n\tau_r)\delta(t - n\tau_r)$ по за-

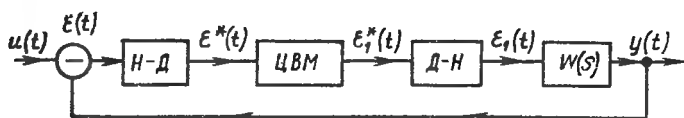


Рис. 1.18

кону $\varepsilon_1(n\tau_r)\delta(t - n\tau_r) = \sum_{i=0}^m b_i \varepsilon[(n-i)\tau_r] \delta[t - (n-i)\tau_r] - \sum_{i=1}^n a_i \varepsilon_1[(n-i)\tau_r] \delta[t - (n-i)\tau_r]$ и его работа соответствует выражению

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^n a_i \varepsilon_1[(n-i)\tau_r] \delta[t - (n-i)\tau_r] &= \\ &= \sum_{i=0}^m b_i \varepsilon[(n-i)\tau_r] \delta[t - (n-i)\tau_r]. \end{aligned}$$

Поскольку дельта-функции отражают лишь особенность носителя информации в чисто импульсной системе, преобразование самой информации осуществляется в соответствии с выражением

$$\sum_{i=0}^n a_i \varepsilon_1[(n-i)\tau_r] = \sum_{i=0}^m b_i \varepsilon[(n-i)\tau_r].$$

Чаще при описании работы чисто импульсной системы удается связать не только сами дискретные сигналы, но и их первые разности (прямые и обратные [28]), например $\Delta \varepsilon_1(n\tau_r)$, $\Delta \varepsilon(n\tau_r)$, где

$\Delta \varepsilon_1(n\tau_r) = \varepsilon_1(n\tau_r) - \varepsilon_1[(n-1)\tau_r]$, вторые разности $\Delta^2 \varepsilon_1(n\tau_r)$, $\Delta^2 \varepsilon(n\tau_r)$, где $\Delta^2 \varepsilon_1(n\tau_r) = \Delta \varepsilon_1(n\tau_r) - \Delta \varepsilon_1[(n-1)\tau_r] = \varepsilon_1(n\tau_r) - \varepsilon_1[(n-1)\tau_r] - \{\varepsilon_1[(n-1)\tau_r] - \varepsilon_1[(n-2)\tau_r]\} = \varepsilon_1(n\tau_r) - 2\varepsilon_1[(n-1)\tau_r] + \varepsilon_1[(n-2)\tau_r]$, и последующие разности. В этом случае полученное выражение по отношению к сигналам $\varepsilon_1(n\tau_r)$, $\varepsilon(n\tau_r)$ является линейным дискретно-разностным уравнением.

Известны алгоритмы решения дискретно-разностных уравнений ([4] с. 585). Однако, как и в случае непрерывных систем, сохраняется потребность в таких динамических характеристиках чисто импульсной системы, которые позволяют либо судить о свойствах решения без его вычисления, либо более просто его получать.

Подобно тому как преобразование Лапласа в классе непрерывных линейных систем является основой для получения одной из таких характеристик (передаточная функция), аналогичной основой в классе чисто импульсных систем является z -преобразование. Оно достаточно просто связано с дискретным преобразованием Лапласа, в связи с чем последнее и предлагается здесь рассмотреть.

Существуют [5] различные понятия дискретного преобразования Лапласа функции $u(t)$. Наиболее удобно (с инженерных позиций) дискретное преобразование Лапласа функции $u(t)$ (обозначим его $U^*(s)$), впервые введенное Я. З. Цыпкиным, которое определяется как преобразование Лапласа от импульсной функции $u^*(t)$ типа (1.2), соответствующей непрерывной функции $u(t)$:

$$U^*(s) \equiv L^*[u(t)] \triangleq L[u^*(s)], \quad (2.1)$$

где L^* и L — символы, обозначающие операции дискретного преобразования Лапласа и преобразования Лапласа (обычного) (соответственно).

Преимущество такого определения дискретного преобразования Лапласа состоит в том, что эта новая операция полностью выражается через хорошо изученную в теории непрерывных систем операцию обычного преобразования Лапласа, выполняемого в данном случае от удобной с математических позиций функции $u^*(t)$, правомочность использования которой при описании импульсных сигналов четко обоснована физически (см. § 1.2). Функцию $u^*(t)$ получают из исходной функции $u(t)$ по очень простому алгоритму в соответствии с (1.2).

2.1. ФОРМУЛА ПРЯМОГО ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА

Согласно (2.1) и с учетом (1.2), имеем $U^*(s) = L[u^*(t)] = \int_0^{\infty} e^{-st} u^*(t) dt = \int_0^{\infty} e^{-st} \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - n\tau_r) u(n\tau_r) dt$. Поменяв местами порядок операций интегрирования и суммирования, получим $U^*(s) =$

$= \sum_{n=0}^{\infty} u(n\tau_r) \int_0^{\infty} e^{-st} \delta(t - n\tau_r) dt$ и в силу селективирующих свойств дельта-функций можно записать

$$U^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} u(n\tau_r) [e^{-st}]_{t=n\tau_r} = \sum_{n=0}^{\infty} u(n\tau_r) e^{-sn\tau_r}. \quad (2.2)$$

Пример 2.1. Вычислить дискретное преобразование Лапласа от функции $u(t) = 1[t]$.

Согласно (2.2), $U^*(s) = u(0) + u(\tau_r)e^{-\tau_r s} + u(2\tau_r)e^{-2\tau_r s} + \dots = 1 + e^{-\tau_r s} + e^{-2\tau_r s} + \dots$, поскольку $u(0) = u(\tau_r) = u(2\tau_r) = \dots = 1$.

Из полученного выражения видно, что его члены образуют бесконечную геометрическую прогрессию с первым членом $a_1 = 1$ и знаменателем $q = e^{-\tau_r s}$, сумма указанной прогрессии [4] $S = a_1/(1 - q)$, поэтому $U^*(s) = S = 1/(1 - e^{-\tau_r s}) = e^{\tau_r s}/(e^{\tau_r s} - 1)$.

2.2. ВЫЧИСЛЕНИЕ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА СИГНАЛА ПО ЕГО ОБЫЧНОМУ ПРЕОБРАЗОВАНИЮ ЛАПЛАСА

Работу ключа при условии, когда справедлива формула (1.2), рассматривают иногда как работу модулятора M , в котором входной сигнал $u(t)$ модулирует по площади сигнал $\gamma(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - n\tau_r)$, представляющий собой периодическую (с периодом τ_r) последовательность дельта-функций единичной площади (рис. 2.1). (Сигнал $\gamma(t)$ является опорным сигналом модулятора.) Таким образом,

$$u^*(t) = u(t) \gamma(t). \quad (2.3)$$

Так как $\gamma(t)$ — линейная комбинация смещенных дельта-функций, то ей соответствует преобразование Лапласа $\Gamma(s)$, абсцисса сходимости c_2 которой равна нулю:

$$c_2 = 0. \quad (2.4)$$

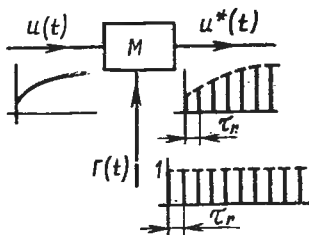


Рис. 2.1

С учетом теоремы запаздывания $\Gamma(s) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-n\tau_r s} \Gamma(s)$ получена здесь в незамкнутом математическом виде — в виде суммы бесконечного ряда, но этот ряд является геометрической прогрессией с первым членом $a_1 = 1$ и знаменателем $q = e^{-\tau_r s}$. Поэтому $\Gamma(s)$ можно представить в замкнутом виде:

$$\Gamma(s) = a_1/(1 - q) = 1/(1 - e^{-\tau_r s}). \quad (2.5)$$

Выполним над левой и правой частями (2.3) преобразование Лапласа

$$\mathcal{L}\{u^*(t)\} = \mathcal{L}\{u(t) \gamma(t)\}.$$

С учетом (2.1) и теоремы свертки в области комплексной переменной имеем

$$U^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c_1 - j\infty}^{c_1 + j\infty} U(\lambda) \Gamma(s - \lambda) d\lambda; \operatorname{Re} s > c_3, \quad (2.6)$$

где

$$c_3 = c_1 + c_2 \quad (2.7)$$

— абсцисса сходимости произведения $u(t)\gamma(t)$; c_1, c_2 — абсциссы сходимости соответственно функций $u(t), \gamma(t)$. В (2.6) зафиксировано, что это соотношение справедливо лишь для тех значений s , вещественная часть которых больше c_3 .

Из (2.6) с учетом того, что $\Gamma(s)$ существует [см. (2.5)], следует: дискретное преобразование Лапласа имеет место для всех таких функций $u(t)$, для которых существует обычное преобразование Лапласа $U(s)$.

Замечание 2.2.1. Поскольку нас интересует главным образом исследование процессов в устойчивых системах, считаем, что функция $u(t)$ описывает сходящийся процесс, и поэтому ее абсцисса сходимости $c_1 = 0$.

С учетом (2.4), (2.5), (2.7) выражение (2.6) примет вид

$$U^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \frac{U(\lambda) d\lambda}{(1 - e^{-\tau_r(s-\lambda)})}; \operatorname{Re} s > 0. \quad (2.8)$$

Соотношение (2.8), интегрирование в котором ведется вдоль мнимой оси плоскости независимой комплексной переменной (рис. 2.2), можно выразить либо через интеграл по замкнутому контуру γ_- , образованному путем добавления к мнимой оси дуги C_- бесконечно большого радиуса, находящейся в левой полуплоскости (см. пунктир на рис. 2.2):

$$U^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\gamma_-} - \frac{1}{2\pi j} \int_{C_-}$$

либо через интеграл по замкнутому контуру γ_+ , образованному добавлением к мнимой оси дуги C_+ бесконечно большого радиуса, находящейся в правой полуплоскости (см. штрихпунктир на рис. 2.2):

$$U^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\gamma_+} - \frac{1}{2\pi j} \int_{C_+}$$

Замечание 2.2.2. Интеграл по дуге C_+ или C_- бесконечно большого радиуса равен нулю, если бесконечность представляет собой для подынтегрального выражения ноль, по крайней мере второго порядка [4, с. 207].

Ниже будет показано, что в нашем случае бесконечность является нулем бесконечного порядка. Поэтому тем более

$$U^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\gamma_-} \frac{U(\lambda) d\lambda}{1 - e^{-\tau_r(s-\lambda)}}; \operatorname{Re} s > 0; \quad (2.9)$$

$$U^*(s) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\gamma_+} \frac{U(\lambda) d\lambda}{1 - e^{-\tau_r(s-\lambda)}}; \operatorname{Re} s > 0. \quad (2.10)$$

Представив $U^*(s)$ через интеграл по замкнутому контуру, имеем возможность вычислить $U^*(s)$ по теореме Коши как сумму вычетов Res подынтегрального выражения в его полюсах, расположенных внутри контура интегрирования, который не должен содержать на себе особенностей подынтегрального выражения. Из (2.9), (2.10) соответственно имеем

$$U^*(s) = \sum_v \operatorname{Res} \frac{U(\lambda_v)}{1 - e^{-\tau_r(s-\lambda_v)}}; \operatorname{Re} s > 0, \quad (2.11)$$

$$U^*(s) = - \sum_{\mu} \operatorname{Res} \frac{U(\lambda_{\mu})}{1 - e^{-\tau_r(s-\lambda_{\mu})}}; \operatorname{Re} s > 0, \quad (2.12)$$

где λ_v , $v = 1, 2, \dots$ — полюсы подынтегрального выражения в левой полуплоскости (ЛПП) плоскости s ; λ_{μ} , $\mu = 1, 2, \dots$ — полюсы подынтегрального выражения в правой полуплоскости (ППП) плоскости s , так как контур γ_- охватывает всю ЛПП, а контур γ_+ — всю ППП плоскости s . Знак минус перед суммой в (2.12) следствие того, что контур γ_+ обходится по часовой стрелке (в отрицательном направлении).

Полюсами подынтегрального выражения являются корни уравнения

$$1 - e^{-\tau_r(s-\lambda)} = 0 \quad (2.13)$$

(нули функции из знаменателя подынтегрального выражения).

Так как единицу на плоскости λ представляет вектор $1 = e^{j2\pi\mu}$, $\mu = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, то уравнение (2.13) приводим к виду $e^{j2\pi\mu} = e^{-\tau_r(s-\lambda)}$.

Следовательно, $j2\pi\mu = -\tau_r(s-\lambda)$, откуда корни (2.13) равны:

$$\lambda_{\mu} = s + j \frac{2\pi}{\tau_r} \mu = s + j \mu \omega_r, \mu = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (2.14)$$

$$\omega_r = 2\pi/\tau_r, \quad (2.15)$$

где ω_r — постоянное число, имеющее размерность круговой частоты. Оно играет далее роль шага на оси частот. Этот шаг соответствует шагу квантования τ_r по оси времени.

Рассмотрев выражение (2.14), нетрудно заметить следующее.

Следствие 1. Подынтегральное выражение имеет из-за функции в его знаменателе бесконечное число полюсов, и все они простые.

Следствие 2. Если $s = c + j\omega$, то $\lambda_\mu = c + j(\omega + \mu\omega_r)$, $\mu = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Но, поскольку s в (2.9)...(2.13) таково, что $\operatorname{Re} s \equiv c > 0$, все полюсы подынтегрального выражения из-за его функции в знаменателе оказываются расположенными только в ЛПП плоскости s .

Следствие 3. Так как $\lambda = \lambda_\mu$ — корни функции $1 - e^{-\tau_r(s-\lambda)}$, то можно записать:

$$\frac{U(\lambda)}{1 - e^{-\tau_r(s-\lambda)}} = \frac{U(\lambda)}{\dots (\lambda - \lambda_{-2})(\lambda - \lambda_{-1})(\lambda - \lambda_0)(\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \dots}$$

Отсюда видно, что $\lambda = \infty$ действительно является для подынтегрального выражения нулем бесконечного порядка, т. е. представление (2.8) в форме (2.9), (2.10) справедливо (см. замечание 2.2).

Функция $U(\lambda)$, как правило, представляет собой дробно-рациональное выражение $U(\lambda) = M(\lambda)/N(\lambda)$, где $M(\lambda)$, $N(\lambda)$ — полиномы соответственно порядка m , n . Следовательно, полюсами подынтегрального выражения являются еще и полюсы $\lambda = \lambda_v$, $v = \overline{1; n}$ функции $U(\lambda)$ (нули полинома $N(\lambda)$), которые все расположены в ЛПП плоскости s , поскольку $c_1 = 0$ (см. замечание 2.1).

Используя последнее замечание и следствие 2 из (2.14), можно провести следующие преобразования:

а) выражение (2.11):

$$U^*(s) = \sum_{v=1}^n (\operatorname{Res} U(\lambda_v)) / (1 - e^{-\tau_r(s-\lambda_v)}), \quad (2.16)$$

где λ_v , $v = \overline{1; n}$ — полюсы функции $U(\lambda)$, так как в ЛПП расположены только полюсы $U(\lambda)$, и только они;

б) выражение (2.12):

$$U^*(s) = - \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} U(\lambda_\mu) \operatorname{Res} \frac{1}{1 - e^{-\tau_r(s-\lambda_\mu)}}, \quad (2.17)$$

где λ_μ , $\mu = 0, \pm 1; \pm 2, \dots$ — нули функции $1 - e^{-\tau_r(s-\lambda)}$, так как в ЛПП расположены полюсы подынтегрального выражения, которые определяются его знаменателем, и только они.

Из теории функций комплексной переменной [4, с. 206] известно, что если функция представляет собой дробно-рациональное выражение $A(\lambda)/B(\lambda)$ с простыми λ_μ , $\mu = 1, 2, \dots$ полюсами, то вычеты в ее полюсах вычисляются по формуле

$$\operatorname{Res} [A(\lambda_\mu)/B(\lambda_\mu)] = A(\lambda_\mu)/B'(\lambda_\mu),$$

где

$$B'(\lambda_\mu) = [dB(\lambda)/d\lambda]_{\lambda=\lambda_\mu}$$

Этот факт как раз имеет место для (2.17) [см. следствие 1 из (2.14)], причем здесь

$$A(\lambda) = 1, \quad B(\lambda) = \dots (\lambda - \lambda_{-1}) (\lambda - \lambda_0) (\lambda - \lambda_1) \dots = 1 - e^{-\tau_r (s - \lambda)}$$

Поэтому

$$\text{Res} \frac{1}{1 - e^{-\tau_r (s - \lambda_\mu)}} = \frac{1}{[-e^{-\tau_r s} \tau_r e^{\tau_r \lambda}]_{\lambda=\lambda_\mu}}, \quad \mu = 0, 1, 2, \dots$$

Но с учетом (2.15) имеем $e^{\pm j\mu\tau_r\omega_r} = e^{\pm j\mu 2\pi}$, $\mu = 0, 1, 2, \dots$, что на плоскости λ изображается точкой $\lambda = 1$. Поэтому $\text{Res}(1/(1 - e^{-\tau_r (s - \lambda_\mu)})) = -1/\tau_r$, в силу чего с учетом (2.14) выражение (2.17) принимает вид

$$U^*(s) = (1/\tau_r) \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} U(s + j\mu\omega_r). \quad (2.18)$$

Дискретное преобразование Лапласа функции $u(t)$ можно определить по (2.18) по ее обычному преобразованию Лапласа. Но (2.18), как и (2.2), обладает недостатком — она непосредственно дает результат в незамкнутом математическом виде (см. пример 2.1). Формулу, лишенную этого недостатка, легко получить из (2.16):

$$U^*(s) = \sum_{v=1}^n (\text{Res } U(\lambda_v)) / (1 - e^{\tau_r \lambda_v} e^{-\tau_r s}). \quad (2.19)$$

Для вычисления дискретного преобразования Лапласа конкретных функций используется (2.19), а (2.2), (2.18) применяются обычно при исследовании свойств дискретного преобразования Лапласа.

2.3. СВЯЗЬ СПЕКТРОВ ДИСКРЕТНОГО И НЕПРЕРЫВНОГО СИГНАЛОВ

Дискретное преобразование Лапласа $U^*(s)$ функции $u(t)$ является функцией периодической с периодом $j\omega_r$. Для доказательства этого факта достаточно показать, что $U^*(s) = U^*(s + j\omega_r)$.

Рассмотрим $U^*(s + j\omega_r)$. Согласно (2.18), имеем

$$\begin{aligned} U^*(s + j\omega_r) &= (1/\tau_r) \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} U(s + j\omega_r + j\mu\omega_r) = \\ &= (1/\tau_r) \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} U[s + j(\mu + 1)\omega_r]. \end{aligned}$$

Введем новый индекс суммирования $k = \mu + 1$. Тогда $\mu = k - 1$; $\mu = -\infty, k = -\infty$; $\mu = +\infty, k = +\infty$; и согласно (2.18),

$$U^*(s + j\omega_r) = (1/\tau_r) \sum_{k=-\infty}^{\infty} U(s + jk\omega_r) = U^*(s),$$

что и требовалось доказать.

Из анализа непрерывных систем [1] известно, что если в преобразовании Лапласа функции $U(s)$ сделать формальную замену s на $j\omega$, то получим преобразование Фурье этой функции $U(j\omega)$,

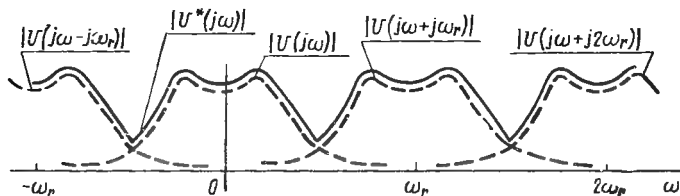


Рис. 2.3

описывающее комплексный спектр сигнала $u(t)$, т. е. $U(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$, где $A(\omega) = |U(j\omega)|$ — амплитудный частотный спектр; $\varphi(\omega) = \arg U(j\omega)$ — фазовый частотный спектр. По аналогии в случае исследования импульсных систем [см. (2.18)] имеем

$$U^*(j\omega) = (1/\tau_r) \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} U(j\omega + j\mu\omega_r) = A^*(\omega) e^{j\varphi^*(\omega)}.$$

Компоненты-слагаемые $U(j\omega + j\mu\omega_r)$ частотного комплексного спектра $U^*(j\omega)$ импульсного сигнала образуются смещением по частоте комплексного частотного спектра непрерывного сигнала $U(j\omega)$ на величины, кратные $j\omega_r$.

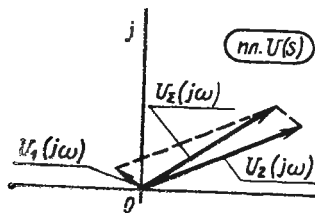


Рис. 2.4

Замечание 2.3.1. Компоненты-слагаемые $U(j\omega + j\mu\omega_r)$ можно получить также смещением по частоте амплитудного $A(\omega)$ и фазового $\varphi(\omega)$ спектров на величины, кратные ω_r (см., например, рис. 2.3, пунктир). Однако следует помнить, что амплитудный $A^*(\omega)$ (фазовый $\varphi^*(\omega)$) частотный спектр суммы компонент получают не путем сложения амплитудных частотных спектров слагаемых, а в результате векторного суммирования на комплексной плоскости $U(s)$.

Определять амплитудный частотный спектр $A_\Sigma(\omega)$ суммы комплексных частотных спектров $U_1(j\omega)$ и $U_2(j\omega)$, опираясь только на их амплитудные частотные спектры $A_1(\omega)$ и $A_2(\omega)$, можно лишь в двух частных случаях:

а) если $A_1(\omega)$ намного меньше $A_2(\omega)$, например на порядок, тогда при любой фазовой характеристике имеем $U_\Sigma(j\omega) = U_1(j\omega) + U_2(j\omega) \cong U_2(j\omega)$ (рис. 2.4). Поэтому $A_\Sigma(\omega) \cong A_2(\omega)$;

б) если фазовые частотные спектры $\varphi_1(\omega) = \varphi_2(\omega) \cong 0$, тогда $A_2(\omega) \cong \cong A_1(\omega) + A_2(\omega) \cong A_2(\omega)$ (см. рис. 2.3, сплошную линию).

Однако рисунки типа рис. 2.3 часто бывают удобны для иллюстрации изложения. Например, с помощью рис. 2.5 наглядно иллюстрируется физический смысл вытекающего из теоремы Котельникова ограничения на шаг квантования по времени

$$\omega_0 \leq \omega_r/2 = \pi/\tau_r. \quad (2.20)$$

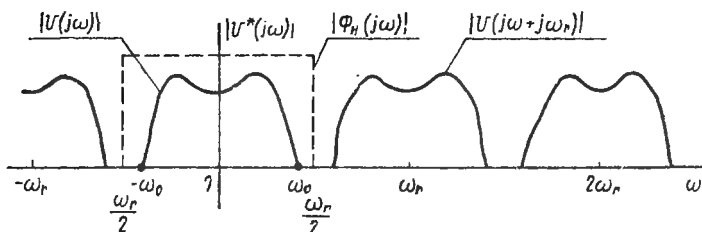


Рис. 2.5

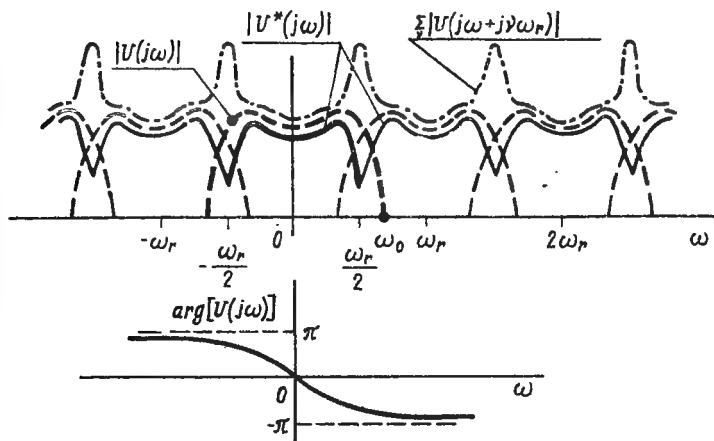


Рис. 2.6

Замечание 2.3.2. Указанное ограничение обеспечивает отсутствие потерь информации при переходе от непрерывного сигнала $u(t)$, ширина спектра которого ω_0 конечна, к импульсному сигналу $u^*(t)$, т. е. (2.20) представляет собой ограничение, при соблюдении которого совокупность дискретных значений непрерывного сигнала $u(t)$ содержит полную информацию для его точного по ней восстановления. Действительно, из рис. 2.5 видно, что условие (2.20) эквивалентно требованию отсутствия наложения соседних кривых, изображающих компоненты — слагаемые спектра импульсного сигнала.

В этом случае форма функций $|U^*(j\omega)|$ в пределах любого ее периода точно сохраняет форму спектра непрерывного сигнала. Отсюда следует: пусть имеется низкочастотный фильтр с амплитудной частотной характеристикой $|\Phi_H(j\omega)|$ (см. пунктир на рис. 2.5) и нулевой фазовой частотной характеристикой, пропускающий без искажения только компоненту-слагаемое, соответствующую нулевому смещению. Если на вход этого фильтра подать

импульсный сигнал $u^*(t)$, удовлетворяющий условию (2.20), то на его выходе точно воспроизведется непрерывный сигнал $u(t)$.

Чем сильнее нарушается условие (2.20), тем резче форма одного периода спектра $|U^*(j\omega)|$ отличается от формы кривой $|U(j\omega)|$ (см. соответственно жирную линию и жирный пунктир на рис. 2.6), в силу чего возможность в принципе даже приблизительно восстановить сигнал $u(t)$ по сигналу $u^*(t)$ становится все меньшей. По поводу несовпадений кривой $\sum_v |U(j\omega + jv\omega_r)|$ и кривой $|U^*(j\omega)|$ (соответственно штрихпунктира и сплошной линии на рис. 2.6) см. замечание 2.3 (обратить внимание на фазовый частотный спектр сигнала $u(t)$, изображенный под амплитудным частотным спектром на рис. 2.6).

2.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ z -ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Функцию $U(z)$, которая получается из функции дискретного преобразования Лапласа $U^*(s)$ с помощью замены переменной $e^{\tau_r s}$ на z , назовем z -преобразованием функции $u(t)$:

$$U(z) = [U^*(s)]_{e^{\tau_r s} = z} \quad (2.21)$$

В § 2.1 и 2.2 для вычисления дискретного преобразования Лапласа функции $u(t)$ получены три формулы (2.2), (2.18), (2.19), из которых с учетом (2.21) можно записать три соответствующие формулы для вычисления z -преобразования функции $u(t)$ — как по дискретным значениям функции времени, так и по ее преобразованию Лапласа:

$$U(z) = \sum_{n=0}^{\infty} u(n\tau_r) z^{-n}; \quad (2.22)$$

$$U(z) = \left[\frac{1}{\tau_r} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} U(s + j\mu\omega_r) \right]_{e^{\tau_r s} = z}; \quad (2.23)$$

$$U(z) = \sum_{v=1}^n \frac{\text{Res } U(\lambda_v)}{1 - e^{\tau_r \lambda_v} z^{-1}}. \quad (2.24)$$

Наиболее «работоспособной» (в силу ее математической замкнутости) является формула (2.24), с помощью которой, а также (2.22), (2.23) и свойств z -преобразования составлены обширные таблицы z -преобразования [6]. В данной работе в табл. 2.1 для примера приведены z -преобразования наиболее распространенных функций.

Вводя Z —символ операции z -преобразования, можно продлить символический ряд (2.1):

$$U(z) \equiv Z[u(t)] \triangleq \{L^*[u(t)]\} = \{L[u^*(t)]\}_{e^{\tau_r s} = z} \quad (2.25)$$

$u(t)$	$U(s)$	$U(z)$
$\delta(t)$	1	1
$\delta(t - n\tau_r)$	$e^{-sn\tau_r}$	z^{-n}
$\sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - n\tau_r)$	$\frac{1}{1 - e^{-\tau_r s}}$	$\frac{z}{z - 1}$
$1[t]$	$\frac{1}{s}$	$\frac{z}{z - 1}$
t	$\frac{1}{s^2}$	$\frac{\tau_r z}{(z - 1)^2}$
$\frac{t^2}{2!}$	$\frac{1}{s^3}$	$\frac{\tau_r^2 z(z + 1)}{2!(z - 1)^3}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{s + \alpha}$	$\frac{z}{z - e^{-\alpha\tau_r}}$
$\sin \alpha t$	$\frac{\alpha}{s^2 + \alpha^2}$	$\frac{z \sin \alpha\tau_r}{z^2 - 2z \cos \alpha\tau_r + 1}$
$\cos \alpha t$	$\frac{s}{s^2 + \alpha^2}$	$\frac{z^2 - z \cos \alpha\tau_r}{z^2 - 2z \cos \alpha\tau_r + 1}$

Смысл Z как операции непосредственно над функцией времени раскрывает (2.22).

Как отмечалось в § 1.3, в системе с микроЭВМ функционируют цифровые сигналы, которые представляют решетчатыми функциями (например, функция $\varepsilon_1[t]$ на рис. 1.16, 1.17). Отсчеты решетчатой функции $u[t]$ имеют нулевую площадь, в силу чего преобразования Лапласа от нее не существует. Поэтому в некоторых литературных источниках понятие z -преобразования вводится, как преобразование (2.22), от решетчатой функции $u[t]$ вне связи его с преобразованием Лапласа от функции $u^*(t)$. Введенное таким образом понятие z -преобразования является z -преобразованием более общим, чем понятие (2.21), введенное выше, так как первое существует даже для тех функций, для которых последнее не существует. Однако вследствие отсутствия связи с преобразованием Лапласа оно лишается многих привычных из теории непрерывных линейных САР физических толкований.

Указанная в заглавии параграфа связь удобно прослеживается при рассмотрении некоторых свойств этих преобразований*.

Свойство 1. Пусть преобразование Лапласа функции $u(t)$ — дробно-рациональное выражение порядка n относительно переменной s :

$$U(s) = M(s)/N(s), \quad (2.26)$$

где $M(s)$, $N(s)$ — полиномы по s соответственно порядка m , n . Тогда z -преобразование этой функции — дробно-рациональное выражение порядка n относительно переменной z^{-1} :

$$U(z) = M_1(z^{-1})/N_1(z^{-1}), \quad (2.27)$$

где $M_1(z^{-1})$, $N_1(z^{-1})$ — полиномы по z^{-1} соответственно порядка m_1 , n ($m_1 \leq n$).

Это свойство вытекает из (2.24), согласно которой каждому полюсу преобразования Лапласа соответствует в z -преобразовании слагаемое типа $b/(1 - az^{-1})$, где b , a — комплексные постоянные.

Поскольку $U(s)$ имеет n полюсов [см. (2.26)], выражение $U(z)$ содержит n таких слагаемых, сумма которых и образует дробно-рациональное выражение порядка n относительно z^{-1} .

Свойство 2. Из (2.23) видно, что преобразование Лапласа и z -преобразование взаимосвязаны. Полезно более конкретно проанализировать эту связь.

а. Согласно (2.26) и основной теореме алгебры,

$$\begin{aligned} U(s) &= (b_0 + b_1 s + \dots + b_m s^m) / (a_0 + a_1 s + \dots + a_n s^n) = \\ &= b_m \prod_{i=1}^m (s - \gamma_i) / a_n \prod_{j=1}^n (s - \lambda_j). \end{aligned}$$

Отсюда видно, что функция $U(s)$ определена, если известны ее нули и полюсы, т. е. соответственно γ_i , $i = \overline{1; m}$; λ_j , $j = \overline{1; n}$ (рис. 2.7).

б. Дискретное преобразование Лапласа $U^*(s)$, соответствующее $U(s)$, является периодической с периодом $j\omega_r$ функцией (см § 2.3). Поэтому если функция $U(s)$ имеет конечное число нулей и полюсов (рис. 2.7), то число нулей и полюсов функции $U^*(s)$ бесконечно. Последние могут быть образованы путем смещения на величины, кратные периоду (периодизацией) вдоль оси $j\omega$ тех нулей и полюсов функции $U(s)$ и компонент-слагаемых $U(s + j\mu\omega_r)$, $\mu = \pm 1, \pm 2, \dots$ которые попали в бесконечную полосу шириной $j\omega_r$, параллельную вещественной оси, например в поло-

* Более подробно свойства z -преобразования изложены в [6, 28, 29].

су $-j\frac{\omega_r}{2} \dots + j\frac{\omega_r}{2}$ (на рис. 2.8 заштрихована двойной и одинарной штриховкой). В данном случае периодизируются нули и полюсы исходной непрерывной функции (рис. 2.7 и 2.8, исключая точки, помеченные звездочками).

Увеличим период дискретности системы настолько, что полоса шириной $j\omega_r$, ему соответствующая, станет такой, как показано на рис. 2.8 пунктиром. Тогда в периодизации будут принимать участие нуль и вещественный полюс исходной функции, а также изображенные на рис. 2.8 пятиконечными звездочками два полюса, попавшие в пунктирную полосу из смещенного на $\pm j\omega_r$ исходного (см. рис. 2.7) нулевого портрета функции $U(s)$. При такой дискретизации расположение полюсов в одном периоде функции $U^*(s)$ отлично от их расположения в функции $U(s)$ и восстановить $u(t)$ по сигналу $u^*(t)$ не удастся (корневой вариант интерпретации условия (2.20), накладываемого на период дискретизации теоремой Котельникова).

в. У преобразования Лапласа $U(s)$ и у дискретного преобразования Лапласа $U^*(s)$ — одна и та же независимая переменная s . У z -преобразования $U(z)$ — новая комплексная переменная z , которая связана с рассматривавшейся ранее переменной s , поскольку [см. (2.21)]:

$$z = e^{\tau_r s}. \quad (2.28)$$

Поэтому интересно установить, как на плоскость z отображаются некоторые линии и области плоскости s , играющие важную роль при исследовании динамических систем (например, мнимая ось; прямая, параллельная мнимой оси, проходящая через точку $s = c_1 + j0$; левая полуплоскость (ЛПП) плоскости s и т. п.).

Из (2.28) найдем, например, точку z_2 плоскости z , соответствующую произвольной точке $s_2 = c_2 + j\omega_2$ плоскости s :

$$z_2 = e^{\tau_r s_2} = e^{\tau_r c_2} \cdot e^{j \tau_r \omega_2}. \quad (2.29)$$

Рассмотрим показательную форму представления точки

$$z_2 = A_{z_2} e^{j \varphi_{z_2}}, \quad (2.30)$$

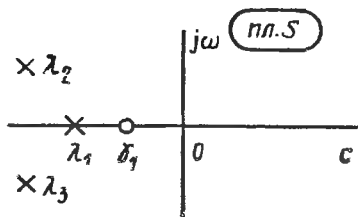


Рис. 2.7

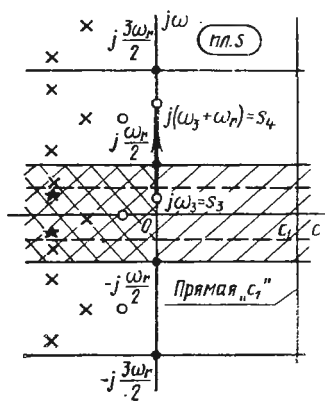


Рис. 2.8

где

$$A_{z_2} = |z_2|; \quad \varphi_{z_2} = \arg z_2.$$

Из сравнения выражений (2.29) и (2.30) нетрудно установить:

$$A_{z_2} = e^{\tau_r c_2}; \quad (2.31)$$

$$\varphi_{z_2} = \tau_r \omega_2. \quad (2.32)$$

Иначе говоря, вещественная часть точки s определяет амплитуду вектора, отвечающего точке z соответствующей точке s , а мнимая часть s — фазу этого вектора.

Пусть точка s движется вдоль мнимой оси плоскости s (рис. 2.8). Тогда соответствующая ей точка z на плоскости z имеет неизменную

амплитуду $A_z = e^{\tau_r 0} = 1$, а фаза этой точки $\varphi_z = \tau_r \omega$, $\omega \in (-\infty, +\infty)$ [см. (2.31), (2.32)]. Это означает, что точка z движется по окружности единичного радиуса в положительном направлении (против часовой стрелки, рис. 2.9), совершая полный оборот при изменении ω на величину ω_r . Действительно, если $s_3 = j\omega_3$ (рис. 2.8) и согласно (2.32) $\varphi_{z_3} = \tau_r \omega_3$ (рис. 2.9), то при $s_4 = j(\omega_3 + \omega_r)$ имеем $\varphi_{z_4} = \tau_r \omega_3 + \tau_r \omega_r = \tau_r \omega_3 + \tau_r 2\pi / \tau_r = \tau_r \omega_3 + 2\pi$.

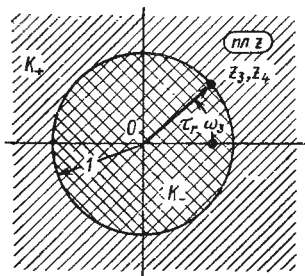


Рис. 2.9

Таким образом, любой отрезок мнимой оси плоскости s , длина которого ω_r (жирная линия на рис. 2.8), отображается на плоскость z в окружность единичного радиуса; вся мнимая ось плоскости s — в бесконечное число совпадающих окружностей единичного радиуса.

Пусть точка s движется вдоль прямой C_1 (рис. 2.8): $s = c_1 + j\omega$, $\omega \in (-\infty, \infty)$. Тогда соответствующая точка z имеет опять неизменную амплитуду, но уже величина данной амплитуды $A_z = e^{\tau_r c_1}$. Вследствие этого любой отрезок прямой C_1 длиной ω_r отображается на плоскость z в окружность радиусом $e^{\tau_r c_1}$.

Из (2.31) при $\operatorname{Re} s = c < 0$ имеем $A_z < 1$, а при $\operatorname{Re} s > 0$ имеем $A_z > 1$. Отсюда видно, что любая левая полуплоскость s шириной $j\omega_r$ (например, на рис. 2.8 заштрихованная двойной штриховкой) отображается на плоскость z в область K_- — в круг единичного радиуса, а правая полуплоскость (одинарная штриховка на рис. 2.8) — в область K_+ , т. е. во всю плоскость z , за исключением круга единичного радиуса (рис. 2.9).

Вся ЛПП плоскости s отображается на плоскость z в бесконечное число накладывающихся областей K_- , а вся ППП плоскости s — в бесконечное число областей K_+ .

Рассмотренные соотношения свидетельствуют о полной эквивалентности методов исследования импульсной системы с помощью z -преобразования и дискретного преобразования Лапласа. Однако наличие у каждого из этих преобразований некоторых удобных свойств заставляет сохранять в арсенале исследователя оба преобразования.

Рассмотрим, во что отобразится на плоскость z бесконечная совокупность периодических полюсов функции $U^*(s)$, например

$$s_{4\mu} = s_4 + j\mu\omega_r = c_4 + j\omega_4 + j\mu\omega_r, \mu = \dots -1, 0, 1, 2, \dots$$

Согласно (2.28),

$$z_{4\mu} = e^{\tau_r c_4} e^{j\tau_r (\omega_4 + \mu\omega_r)} = e^{\tau_r c_4} e^{j(\tau_r \omega_4 + \mu 2\pi)}.$$

Иными словами, бесконечное число точек $s_{4\mu}$ плоскости s на плоскости z представляется бесконечным числом точек $z_{4\mu}$ одинаковой амплитуды $A_{z_{4\mu}} = e^{\tau_r c_4}$ с фазами $\varphi_{z_{4\mu}} = \tau_r \omega_4 + \mu 2\pi$, отличающимися только на целое число оборотов, т. е. представляется бесконечным числом совпадающих точек, визуально воспринимаемых как одна точка. В этом и состоит одно из преимуществ z -преобразования в сравнении с дискретным преобразованием Лапласа.

Другое его преимущество — более компактная вследствие использования (2.28) форма записи выражений.

Сильной стороной дискретного преобразования Лапласа является его непосредственная связь с хорошо изученным преобразованием Лапласа, а следовательно, и с преобразованием Фурье, обслуживающим частотный метод.

Свойство 3. Преобразование Лапласа определяется парой интегральных преобразований

$$U(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} u(t) dt; \quad (2.33)$$

$$u(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c_1 - j\infty}^{c_1 + j\infty} e^{st} U(s) ds. \quad (2.34)$$

Здесь (2.33) и (2.34) — формулы прямого и обратного преобразования Лапласа соответственно.

Аналогом (2.33) в z -преобразовании служит формула (2.22) — она играет роль формулы прямого z -преобразования. Аналог (2.34) для z -преобразования найдем, опираясь на цепочку соотношений (2.25).

Выполнив в $U(z)$ замену переменной z на $e^{\tau_r s}$, получим $U^*(s)$. Это — преобразование Лапласа, правда, не от $u(t)$, а от дискрет-

ного сигнала $u^*(t)$. Поэтому для $U^*(s)$ справедливо (2.34), в котором непрерывная переменная t заменена на дискретную $n\tau_r$:

$$u^*(t) = u(n\tau_r) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c_1 - j\infty}^{c_1 + j\infty} e^{sn\tau_r} U^*(s) ds.$$

Интегрирование здесь ведется вдоль прямой C_1 (см. рис. 2.8). Разобьем путь интегрирования на отрезки длиной $j\omega_r$ так, как показано на рис. 2.8. Учтем, что функция $U^*(s)$ имеет в полосе шириной $j\omega_r$, смещенной на целое число интервалов $j\omega_r$ относительно заштрихованной полосы (см. рис. 2.8), те же полюсы, какие имеет функция $U(s)$ в заштрихованной полосе. В результате получим

$$u^*(t) = \frac{1}{2\pi j} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \int_{c_1 - j\frac{\omega_r}{2} + jv\omega_r}^{c_1 - j\frac{\omega_r}{2} + j(v+1)\omega_r} e^{sn\tau_r} U(s - jv\omega_r) ds.$$

Выполним в этом выражении обратную замену переменной $e^{\tau_r s}$ на z . Тогда $e^{sn\tau_r}$ перейдет в z^n . Затем прологарифмируем выражение (2.28): $\ln z = \tau_r s$ и продифференцируем его $dz/z = \tau_r ds$. В результате получим

$$ds = dz/z \tau_r.$$

Интеграл по переменной s вдоль любого отрезка длиной $j\omega_r$ прямой C_1 перейдет на плоскости z в интеграл вдоль окружности радиуса $e^{\tau_r c_1}$ (свойство 2 в § 2.5). Таким образом,

$$u^*(t) = \left[\frac{1}{2\pi j} \sum_{v=-\infty}^{\infty} \oint_{|z|=e^{\tau_r c_1}} z^n U(s - jv\omega_r) \frac{dz}{z \tau_r} \right]_{e^{\tau_r s} = z}.$$

Поскольку путь интегрирования перестал зависеть от индекса суммирования, можем поменять местами операции суммирования и интегрирования:

$$u^*(t) = \left[\frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=e^{\tau_r c_1}} z^{n-1} \left[\sum_{v=-\infty}^{\infty} U(s - jv\omega_r) \right] \frac{dz}{\tau_r} \right]_{e^{\tau_r s} = z}.$$

Выражение в квадратных скобках представим так [см. (2.18)]:

$$\sum_{v=-\infty}^{\infty} U(s - jv\omega_r) = \tau_r U^*(s)$$

в силу симметричности пределов суммирования.
Поэтому

$$u^*(t) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=e^{\tau_r c_1}} z^{n-1} U(z) dz \quad (2.35)$$

— искомая формула обратного z -преобразования, играющая в z -преобразовании роль формулы (2.34) преобразования Лапласа.

Замечание 2.5. Из (2.35) непосредственно следует, что z -преобразование дает информацию только о дискретных значениях сигнала в моменты, кратные τ_r .

Свойство 4. Если процесс $u^*(t)$ нужно определить аналитически либо на большом числе периодов дискретности, то нужно воспользоваться выражением (2.35). В противном случае предлагается другой алгоритм нахождения $u^*(t)$ по $U(z)$, когда последнее представляет собой дробно-рациональное выражение $U(z) = M_1(z^{-1})/N_1(z^{-1})$ (см. свойство 1 из § 2.5).

Выполнив деление числителя на знаменатель по правилу деления полинома на полином, получим полином частного (обычно бесконечного порядка):

$$U(z) = \frac{c_0 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{m_1} z^{-m_1}}{d_0 + d_1 z^{-1} + \dots + d_n z^{-n}} = q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + \dots, \quad (2.36)$$

где q_i , $i = 0, 1, 2, \dots$ — известные коэффициенты, которые получены в результате деления.

Выполним операции обратного z -преобразования над левой и правой частями равенства (2.36). В результате с учетом таблицы (см. § 2.4) имеем

$$u^*(t) = q_0 \delta(t) + q_1 \delta(t - \tau_r) + q_2 \delta(t - 2\tau_r) + \dots$$

Сравним это выражение с (1.2), которое для большей наглядности запишем в развернутом виде:

$$u^*(t) = u(0) \delta(t) + u(\tau_r) \delta(t - \tau_r) + u(2\tau_r) \delta(t - 2\tau_r) + \dots$$

Нетрудно заметить, что коэффициенты, полученные при делении числителя функции $U(z)$ на ее знаменатель, равны значениям функции $u(t)$ в соответствующие дискретные моменты времени, кратные τ_r :

$$q_v = u(v\tau_r), \quad v = 0, 1, 2, \dots \quad (2.37)$$

Таким образом, деление полинома числителя на полином знаменателя и представляет собой искомый алгоритм нахождения импульсной функции по ее z -преобразованию.

Пример 2.2. Вычислить четыре первых значения сигнала $u^*(t)$, если

$$U(z) = \frac{2 + 4z^{-1} + 5z^{-2}}{5 + 7z^{-1} + 3z^{-2}}.$$

Согласно алгоритму (2.36),

$$\begin{array}{r}
 2 + 4z^{-1} + 5z^{-2} \\
 - 2 + 2,8z^{-1} + 1,2z^{-2} \\
 \hline
 = 1,2z^{-1} + 3,8z^{-2} \\
 - 1,2z^{-1} + 1,68z^{-2} + 0,72z^{-3} \\
 \hline
 = 2,12z^{-2} - 0,72z^{-3} \\
 - 2,12z^{-2} + 2,968z^{-3} + 1,272z^{-4} \\
 \hline
 = -3,688z^{-3} - 1,272z^{-4} \\
 \hline
 \hline
 \hline
 -3,688z^{-3} - 5,1632z^{-4} - 2,2128z^{-5} \\
 \hline
 = 3,8912z^{-4} + 2,2128z^{-5}
 \end{array}$$

С учетом (2.37) получим искомый начальный участок процесса $u^*(t)$ (рис. 2.10).

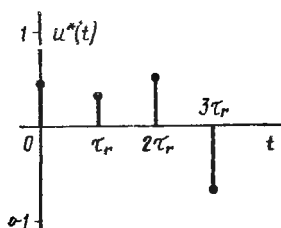


Рис. 2.10

Глава 3. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ДИСКРЕТНОЙ СИСТЕМЫ

Поскольку использование понятия передаточной функции в случае непрерывных САР оказалось очень удобным при их исследовании, попытаемся ввести аналогичное понятие для импульсных систем.

3.1. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ПРОСТЕЙШЕЙ ПО СТРУКТУРЕ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

Рассмотрим простейшую импульсную систему (рис. 3.1, исключая пунктир и штрихпунктир), состоящую из ключа с периодом замыкания τ_r и непрерывной части с передаточной функцией $W(s)$. Согласно определению передаточной функции, при нулевых начальных условиях, имеем

$$Y(s) = U^*(s) W(s), \quad (3.1)$$

так как на входе непрерывной части действует импульсный сигнал. С учетом (2.18) нетрудно связать преобразования Лапласа входа (непрерывного) и выхода (непрерывного) всей системы:

$$Y(s) = (1/\tau_r) \sum_{v=-\infty}^{\infty} U(s + jv\omega_r) W(s).$$

Но получить из этого равенства характеристику, аналогичную передаточной функции, которая описывает при нулевых начальных условиях связь между $U(s)$ и $Y(s)$, не удастся. Действительно, из этого равенства получим

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{\tau_r} \left[W(s) + \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \frac{U(s + jv\omega_r) W(s)}{U(s)} \right].$$

Выражение в правой части, которое, по определению, должно играть роль искомой передаточной функции, оказывается зависящим не только от параметров описываемой системы (как должно было бы быть с точки зрения традиционного понятия передаточной функции), но и от входного сигнала.

Достаточно просто найти динамическую характеристику типа передаточной функции для чисто импульсной системы. Поэтому от исходной системы переходим к фиктивной чисто импульсной системе, которая получается путем добавления на выход фиктивного ключа, работающего синфазно с основным ключом (это и обозначает на рис. 3.1 штрихпунктирная связь между ключами). Выходной сигнал этой фиктивной системы совпадает с выходным сигналом исходной системы (см. рис. 3.1, исключая пунктир) в дискретные моменты времени, кратные τ_r . Таким образом, исследование фиктивной чисто импульсной системы в данном случае дает верную, но не полную информацию о поведении исходной системы.

Поскольку выходной сигнал фиктивной системы чисто импульсный, то

$$Y^*(s) = (1/\tau_r) \sum_{v=-\infty}^{\infty} Y(s + jv\omega_r).$$

С учетом (3.1):

$$Y^*(s) = \frac{1}{\tau_r} \sum_{v=-\infty}^{\infty} U^*(s + jv\omega_r) W(s + jv\omega_r). \quad (3.2)$$

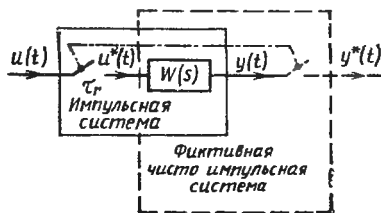


Рис. 3.1

Из-за периодичности дискретного преобразования Лапласа (2.3): $U^*(s + jv\omega_r) = U^*(s)$, и первый сомножитель под знаком суммы в (3.2) перестает зависеть от индекса суммирования. Теперь его можно вынести за знак суммы:

$$Y^*(s) = U^*(s) \frac{1}{\tau_r} \sum_{v=-\infty}^{\infty} W(s + jv\omega_r). \quad (3.3)$$

Согласно (2.18),

$$\frac{1}{\tau_r} \sum_{v=-\infty}^{\infty} W(s + jv\omega_r) = W^*(s), \quad (3.4)$$

где $W^*(s)$ — дискретное преобразование Лапласа той функции, преобразование Лапласа которой есть $W(s)$.

Известно [1], что

$$L[k(t)] = W(s). \quad (3.5)$$

Поэтому $W^*(s)$ есть дискретное преобразование Лапласа функции $k(t)$ ($k(t)$ — ИПФ непрерывной части системы).

Но тогда [см. (2.25)]

$$W^*(s) = L[k^*(t)]. \quad (3.6)$$

Аналогия выражения (3.6) с (3.5) дает право трактовать функцию $W^*(s)$ как *передаточную функцию чисто импульсной системы* (см. рис. 3.1 с учетом пунктира). Такой же вывод позволяет сделать и формула

$$W^*(s) = Y^*(s)/U^*(s), \quad (3.7)$$

которую легко получить из (3.3), если учитывать равенство (3.4), т. е. из

$$Y^*(s) = U^*(s) W^*(s).$$

Из (3.7) видно, что $W^*(s)$ оказывается отношением дискретного преобразования Лапласа выхода чисто импульсной системы к дискретному преобразованию Лапласа ее входа при нулевых начальных условиях (см. определение понятия передаточной функции непрерывной линейной системы [1]). Аналогия $W^*(s)$ с передаточной функцией в данном случае еще более близкая, поскольку $U^*(s)$ и $Y^*(s)$ являются также и преобразованием Лапласа входа и выхода такой системы.

Если в (3.6) и (3.7) сделать замену переменной $e^{j\tau_r s}$ на z , то придем к понятию *z-передаточной функции*:

$$W(z) = Y(z)/U(z) = Z[k(t)] = [W^*(s)]. \quad (3.8)$$

$e^{j\tau_r s} = z$

Выражение (3.8), как и $W^*(s)$, точно описывает связь выделенных координат *чисто импульсной системы* при нулевых начальных ус-

ловиях. Выражение (3.8) описывает приближенно поведение простейшей импульсной системы (рис. 3.1 без учета пунктира), давая информацию об ее поведении только в дискретные моменты времени, кратные τ_r .

Из (3.8) следует основная формула метода z-передаточных функций

$$Y(z) = W(z) U(z). \quad (3.9)$$

3.2. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

Пусть произвольная импульсная система задана структурной схемой, представляющей собой совокупность стандартных соединений из простейших импульсных систем (соединений типа обратная связь, последовательных и параллельных). Тогда, чтобы получить передаточную функцию этой системы, достаточно уметь находить передаточную функцию стандартных соединений по передаточным функциям соединяемых импульсных систем, так как последние известны (либо точно, либо приближенно) (см. § 3.1).

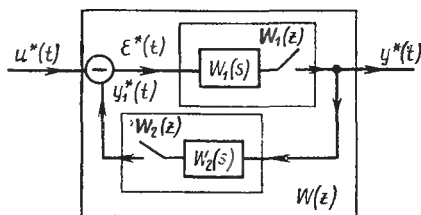


Рис. 3.2

Соединения чисто импульсных систем. Формулы для вычисления z-передаточных функций стандартных соединений чисто импульсных систем по z-передаточным функциям соединяемых чисто импульсных элементов совпадают с аналогичными формулами из теории непрерывных систем. Это совпадение происходит потому, что структура формулы (3.9) совпадает со структурой аналогичной формулы из теории непрерывных систем $Y(s) = W(s)U(s)$; формула (3.9) описывает работу чисто импульсной системы точно.

Пример 3.1. Найти z-передаточную функцию чисто импульсной системы, заданной структурной схемой (рис. 3.2).

С учетом (3.9) из структурной схемы, изображенной на рис. 3.2, получаем:

$$Y(z) = E(z) W_1(z);$$

$$Y_1(z) = Y(z) W_2(z);$$

$$E(z) = U(z) - Y_1(z) = U(z) - Y(z) W_2(z).$$

Подставим последнее выражение в первое:

$$Y(z) = U(z) W_1(z) - Y(z) W_1(z) W_2(z).$$

Отсюда

$$W(z) \triangleq \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{W_1(z)}{1 + W_1(z) W_2(z)}$$

(сравнить с известной формулой из теории непрерывных систем [1, 12]).

Пример 3.2. Пусть импульсная система представлена структурной схемой (см. рис. 3.3, без учета пунктира и штрихпунктира). Тогда

$$Y(s) = E^*(s) W_1(s);$$

$$E(s) = U(s) - Y_1(s) = U(s) - Y(s) W_2(s);$$

$$Y(s) = \{U^*(s) - [Y(s) W_2(s)]^*\} W_1(s). \quad (3.10)$$

Если нужно определить дискретные значения выхода (см. фиктивный синхронный ключ на выходе — пунктир на рис. 3.3), то способом, аналогичным тому, который использовался при выводе (3.7), получим связь:

$$Y^*(s) = U^*(s) W_1^*(s) - [Y(s) W_2(s)]^* W_1^*(s). \quad (3.11)$$

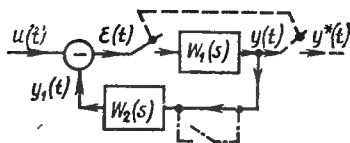


Рис. 3.3

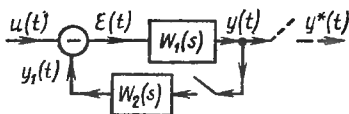


Рис. 3.4

Рассмотрим другую систему (рис. 3.4, без учета пунктира), которая отличается от предыдущей лишь местом расположения ключа. Для нее

$$Y(s) = E(s) W_1(s);$$

$$E(s) = U(s) - Y_1(s) = U(s) - Y^*(s) W_2(s);$$

$$Y(s) = [U(s) - Y^*(s) W_2(s)] W_1(s). \quad (3.12)$$

При фиктивном ключе (см. пунктир на рис. 3.4)

$$Y^*(s) = [U(s) W_1(s)]^* - Y^*(s) [W_2(s) W_1(s)]^*. \quad (3.13)$$

Из полученных в этом примере соотношений можно сделать выводы.

Вывод 1. Вид аналитической связи входа как с непрерывными [см. (3.10), (3.12)], так и с дискретными [см. (3.11), (3.13)] значениями выхода произвольной импульсной системы существенно зависит от места расположения ключа.

Вывод 2. Для произвольной импульсной системы, как и для простейшей, которая описана в 3.1, не удается получить характеристику, аналогичную передаточной функции, которая связывает вход и выход во все моменты времени. Не удастся получить подобной характеристики, которая связывает вход и выход в дискретные моменты времени, кратные τ_r , что для простейшей импульсной системы сделать удалось (см. § 3.1). Это видно из соотношений соответственно (3.10), (3.12) и (3.11), (3.13).

Вывод 3. Для некоторых частных случаев соединений импульсных систем, например для импульсной системы, структурная схема которой представлена на рис. 3.5 (без пунктира), удастся найти передаточную функцию, связывающую вход и выход в дискретные моменты времени, кратные τ_r . Действительно, из (3.10) при $W_2(s) = 1$ следует $Y(s) = [U^*(s) - Y^*(s)] W_1(s)$. Но тогда [см. вывод формулы (3.7)] $Y^*(s) = U^*(s) W_1^*(s) - Y^*(s) W_1^*(s)$.

Отсюда

$$\Phi^*(s) \triangleq Y^*(s)/U^*(s) = W_1^*(s)/(1 + W_1^*(s)), \quad (3.14)$$

или

$$\Phi(z) = W_1(z)/(1 + W_1(z)). \quad (3.15)$$

Структура связи z -передаточной функции разомкнутой и замкнутой систем в данном случае такая же, как и в теории непрерывных систем.

Следует отметить, что это хотя и частный случай, но он имеет очень большое практическое значение, так как к нему приводятся многие системы из класса импульсных следящих систем.

Вывод 4. Для получения удобного выражения, аналогичного z -передаточной функции в случае произвольной импульсной системы (см., например, рис. 3.3), требуется вводить синхронные фиктивные ключи не только на выходе системы (см. пунктир на рис. 3.3), но и в других ее точках (см., например, штрихпунктирный участок вместо сплошного на рис. 3.3). Тогда

$$Y_1(s) = Y^*(s) W_2(s)$$

и формулы (3.10), (3.11) примут соответственно такой вид:

$$Y(s) = [U^*(s) - Y^*(s) W_2^*(s)] W_1(s);$$

$$Y^*(s) = U^*(s) W_1^*(s) - Y^*(s) W_2^*(s) W_1^*(s).$$

Отсюда

$$\Phi^*(s) \triangleq Y^*(s) / U^*(s) = \frac{W_1^*(s)}{1 + W_1^*(s) W_2^*(s)}$$

и, следовательно,

$$\Phi(z) = \frac{W_1(z)}{1 + W_1(z) W_2(z)} \quad (3.16)$$

Последствия от введения ключей, изображенных на рис. 3.3 штрихпунктиром и пунктиром, существенно различны, так как последний не меняет характера работы всей системы, он просто дает информацию о ней в дискретные моменты времени. Первый же, преобразуя в импульсный тот непрерывный сигнал, который поступает на звено обратной связи, превращает исходную систему совсем в другую. Эта новая система достаточно хорошо сможет представлять работу исходной системы, если принять $W_2(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{W_2(s)}{s} \right]$

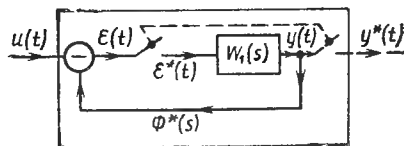


Рис. 3.5

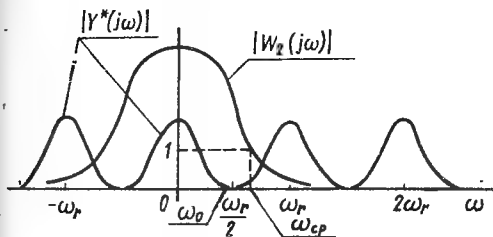


Рис. 3.6

(см. рис. 3.6). Тогда через звено обратной связи проходит только та часть спектра импульсного сигнала $y^*(t)$, которая соответствует непрерывному сигналу $y(t)$.

Таким образом, формула (3.16) в общем случае только приблизительно представляет работу исходной системы даже в дискретные моменты времени. При этом она делает это тем точнее, чем надежнее выполняются условия (2.20), (3.17) и условия крутого спада амплитудно-частотной характеристики для звена, нормальная работа которого нарушена фиктивным ключом.

Итак, с помощью z -преобразования можно точно исследовать работу чисто импульсной системы; с помощью преобразования

(см. § 5.4) и если

- 1) выполняются условия теоремы Котельникова (2.20);
- 2) полоса пропускания звена обратной связи меньше $\omega_r/2$:

$$\omega_{cr} < \omega_r/2, \quad (3.17)$$

где ω_{cr} — частота среза звена обратной связи;

- 3) амплитудная частотная характеристика (АЧХ) звена $W_2(s)$ в районе частоты среза уменьшается достаточно круто

Лапласа — точно исследовать работу непрерывной системы. Импульсную систему с помощью одного (любого) из этих преобразований удастся исследовать только приближенно, да и то при соблюдении некоторых условий. Причиной тому является наличие в импульсной системе как непрерывных, так и импульсных сигналов (поэтому такие импульсные системы являются непрерывно-импульсными и их иногда называют непрерывно-дискретными). В связи с этим преобразование Лапласа, удобное при оперировании с непрерывными сигналами, становится неудобным, когда дело доходит до дискретных сигналов. Удобное же для дискретных сигналов z -преобразование неудобно для непрерывных. Так в данном

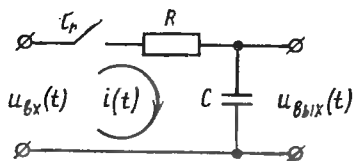


Рис. 3.7

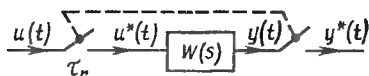


Рис. 3.8

случае проявляется отмеченный еще в апориях [2] элейского философа Зенона факт невозможности непротиворечивого представления непрерывного через дискретное, и наоборот. Для точного исследования непрерывно-дискретных, т. е. импульсных систем, нужна специальная теория, которая здесь не рассматривается.

Пример 3.3. Требуется исследовать переходный процесс по напряжению в простейшей импульсной системе (рис. 3.7) с помощью z -преобразования,

В соответствии с операторным методом, при нулевых начальных условиях для непрерывной части имеем:

$$U_{\text{вых}}(s) = J(s) \frac{1}{Cs} = \frac{U_{\text{вх}}(s)}{R + (1/Cs)} \cdot \frac{1}{Cs} = \frac{U_{\text{вх}}(s)}{RCs + 1},$$

где $J(s)$, $U_{\text{вх}}(s)$, $U_{\text{вых}}(s)$ — преобразования Лапласа от тока $i(t)$ входного $u_{\text{вх}}(t)$ и выходного $u_{\text{вых}}(t)$ напряжений соответственно.

Передаточная функция непрерывной части системы $W(s) \triangleq U_{\text{вых}}(s)/U_{\text{вх}}(s) = 1/(RCs + 1) = 1/(Ts + 1)$, где $T = RC$ — постоянная времени.

Принципиальной схеме системы (рис. 3.8) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 3.8 (без учета пунктира), где $y(t) \equiv u_{\text{вых}}(t)$; $u(t) \equiv u_{\text{вх}}(t)$. Поскольку требуется определить переходный процесс $h(t)$, должно быть $u(t) = 1[t]$. Из табл. 2.1 находим $U(z) = z/(z - 1)$; $W(z) = az/(z - e^{-a\tau_r})$, где $a = 1/T$. Тогда согласно (3.9)

$$H(z) = U(z) W(z) = az^2/(z - 1)(z - e^{-a\tau_r}).$$

Дискретная переходная функция $h^*(t)$ соответствует обратному z -преобразованию от $H(z)$, для удобства выполнения которого представим функцию $H(z)$ в виде суммы элементарных слагаемых. Это можно было бы выполнить известными методами. Тогда $H(z)$ приняла бы вид

$$H(z) = \frac{A_1}{(z - 1)} + \frac{A_2}{z - e^{-a\tau_r}}, \quad (3.18)$$

где A_1, A_2 — известные постоянные. Но для z -преобразования характерными являются не такие слагаемые, а слагаемые вида $\frac{zA_1}{(z-1)}$, $\frac{zA_2}{(z-e^{-a\tau_r})}$.

К ним можно прийти, если представить $H(z)$ так:

$$H(z) = z(H(z)/z),$$

а затем разложить на элементарные слагаемые типа (3.18) функцию $H(z)/z$ (порядок полинома числителя которой меньше порядка полинома знаменателя). В данном случае

$$\begin{aligned} \frac{H(z)}{z} &= \frac{az}{(z-1)(z-e^{-a\tau_r})} = \frac{\left[\frac{az}{(z-e^{-a\tau_r})}\right]_{z=1}}{z-1} + \\ &+ \frac{\left[\frac{az}{(z-1)}\right]_{z=e^{-a\tau_r}}}{z-e^{-a\tau_r}} = \frac{a}{1-e^{-a\tau_r}} + \frac{ae^{-a\tau_r}}{e^{-a\tau_r}-1} = \\ &= \frac{a}{1-e^{-a\tau_r}} \left(\frac{1}{z-1} - \frac{e^{-a\tau_r}}{z-e^{-a\tau_r}} \right). \end{aligned}$$

Следовательно,

$$H(z) = \frac{a}{1-e^{-a\tau_r}} \left(\frac{z}{z-1} - \frac{ze^{-a\tau_r}}{z-e^{-a\tau_r}} \right).$$

Из табл. 2.1 находим

$$h_{\Phi}(t) = \frac{a}{1-e^{-a\tau_r}} [1 - e^{-a\tau_r} e^{-at}].$$

Индекс « Φ » в обозначении фиктивного переходного процесса $h_{\Phi}(t)$ введен для исключения возможной ошибки принять этот сигнал за истинную непрерывную переходную функцию $h(t)$ исследуемой системы. Этот процесс $h_{\Phi}(t)$ (см. пункт на рис. 3.9) не является истинным непрерывным переходным процессом $h(t)$ и не обязательно близок к нему, однако $h_{\Phi}(t)$ имеет значения, совпадающие со значениями истинного переходного процесса в дискретные моменты времени, кратные τ_r .

$$h_{\Phi}(n\tau_r) = h(n\tau_r) \equiv h^*(t).$$

Это свойство любой функции, найденной из z -преобразования (см. замечание 2.5). Отсюда, если для расчета системы используется z -преобразование, на ее выходе нужно сразу ставить фиктивный ключ (см. пункт на рис. 3.8).

Тем самым подчеркивается невозможность получить информацию о значениях функции $h(t)$ в моменты времени между $n\tau_r$ из ее обычного z -преобразования.

Для оценки степени различия кривых $h_{\Phi}(t)$ и $h(t)$ определим непрерывный процесс для системы, изображенной на рис. 3.8, исключая пункт. В данном простейшем случае это легко сделать. Действительно, на вход непрерывной части воздействуют модулированные по площади дельта-функции, образующие сигнал $u^*(t)$. На воздействие каждой из дельта-функций система отзывается реакцией, которая представляет собой импульсную переходную функцию $k_H(t)$, умноженную на площадь этой дельта-функции.

Известно 1], что

$$k_H(t) = L^{-1}[W(s)] = L^{-1}[a/(s+a)] = a e^{-at}$$

(рис. 3.10). Поэтому $h(t)$ имеет такой вид, как на рис. 3.9 жирная линия.

С инженерных позиций непонятно появление в $h(t)$ мгновенных, величиной a , скачков выходного сигнала реальной инерционной системы. Причиной этих скачков в данном случае является ИПФ, а ИПФ, хотя и представляет собой реакцию реальной системы, но реакцию на нереальный входной сигнал — дельта-функцию. Реальный сигнал $\delta_{p1}(t)$ — импульс прямоугольной формы единичной площади (рис. 3.11) — можно считать реальной моделью дельта-функции для данной системы, если этот импульс для нее достаточно узкий:

$$\tau_H \ll T_{\min}, \quad (3.19)$$

где $T_{\min}$ — наименьшая из постоянных времени системы.

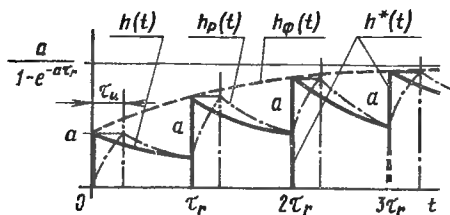


Рис. 3.9

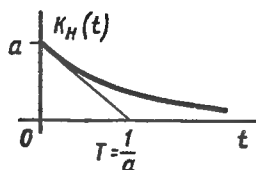


Рис. 3.10

Все более узкие и соответственно все более высокие (чтобы сохранить площадь равной единице) импульсы $\delta_{p2}(t)$, $\delta_{p4}(t)$... (рис. 3.11) представляют собой все более строгие реальные модели дельта-функции.

Импульс $\delta_{p1}(t)$ может быть представлен как сумма двух ступенчатых воздействий (рис. 3.12):

$$\delta_{p1}(t) = \frac{1}{\tau_H} \{1[t] - 1[t - \tau_H]\}.$$

Тогда реакция непрерывной части $k_{HPI}(t)$ (рис. 3.12) на этот импульс выражается через переходную функцию непрерывной части $h_H(t)$:

$$\begin{aligned} h_H(t) &= L^{-1}[W(s)/s] = L^{-1}[a/s(s+a)] = \\ &= L^{-1}\left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s+a}\right] = 1 - e^{-at}. \end{aligned}$$

Вычислим, на какую величину успевает возрасти сигнал $k_{HPI}(t)$ за время действия импульса. Из рис. 3.12 следует

$$k_{HPI}(\tau_H) = (1/\tau_H) h_H(\tau_H) = (1/\tau_H) [1 - e^{-a\tau_H}].$$

Но из этого же рисунка видно, что на интервале $[0, \tau_H]$ функция $(1/\tau_H) h_H(t)$ изменяется по закону, который очень близок к линейному:

$$(1/\tau_H) h_H(t) \cong (\operatorname{tg} \alpha) t = \frac{1/\tau_H}{T} t = \frac{a}{\tau_H} t.$$

Тогда

$$k_{HPI}(\tau_H) = \frac{1}{\tau_H} h_H(\tau_H) \cong \frac{a}{\tau_H} \tau_H = a.$$

Рассуждая аналогично для случая $\delta_{p2}(t)$, получим

$$k_{np2}\left(\frac{\tau_{и}}{2}\right) = \frac{1}{\tau_{и/2}} h_{и}\left(\frac{\tau_{и}}{2}\right) \cong \frac{a}{\tau_{и/2}} \frac{\tau_{и}}{2} = a.$$

Иными словами, за время, равное длительности любого, достаточно узкого [в смысле условия, установленного (3.19)] импульса единичной площади сигнал на выходе всегда успевает измениться на значение a . Поскольку дельта-функция и представляет собой такой импульс, только бесконечно узкий, $k(t)$ изменяется на величину a скачком. Учитывая характер кривой $k_{np}(t)$ [см., например, кривую $k_{np1}(t)$ на рис. 3.12], можем сказать, что реальный непрерывный переходный процесс $h_p(t)$ с учетом времени замыкания ключа $\tau_{и}$ описывается штрихпунктиром (см. рис. 3.9).

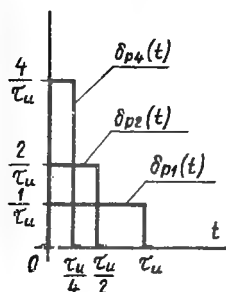


Рис. 3.11

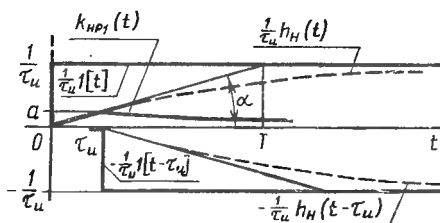


Рис. 3.12

Если при работе импульсного элемента с конечным временем замыкания ключа в силу, например, конструктивных ограничений единичной входной ординате в соответствие ставится импульс, площадь которого $Q_{и}$ отлична от единицы, то кривая истинного реального непрерывного переходного процесса $h_{pi}(t)$ в $Q_{и}$ раз отличается от кривой $h_p(t)$.

3.3. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ЦВМ

В системах автоматического управления с микроЭВМ используются своеобразные элементы — ЦВМ, преобразователи Н—Д и Д—Н. Для обеспечения возможности исследования таких систем необходимо уметь учитывать работу этих элементов.

Информационная суть работы преобразователя Н—Д может быть представлена как работа импульсного элемента, методы учета влияния которого на поведение динамической системы изложены в § 1.2; 2.1—2.5; 3.1; 3.2. Теперь рассмотрим работу ЦВМ, которая сводится к тому, что входной импульсный сигнал $\epsilon^*(t)$ преобразуется в выходной импульсный сигнал $\epsilon_i^*(t)$ (рис. 3.13 и § 1.3). Иными словами, ЦВМ может быть представлена как некоторое чисто импульсное динамическое устройство — цифровой фильтр (импульсный фильтр — см. § 3.1).



Рис. 3.13

Если ЦВМ выполняет при этом линейные операции, связанные, например, с дифференцированием, интегрированием, сложением и т. п., то она может рассматриваться как линейный импульсный фильтр. Поскольку он чисто импульсный, его работа описывается z -передаточной функцией точно.

ЦВМ присуще свойство, которое послужило одной из причин введения ее в контур системы автоматического управления (САУ) [1], — наличие у нее запоминающего устройства. В связи с этим работа ЦВМ может строиться с учетом не только текущих, но и прошлых значений выходного и входного сигналов. Если помимо текущего учитывать, например, n прошлых значений выходного и m прошлых значений входного сигнала, то некоторый произвольный линейный алгоритм работы ЦВМ должен описываться соотношением

$$\begin{aligned} e_1(n\tau_r)\delta(t-n\tau_r) = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} e[(n-\mu)\tau_r]\delta[t-(n-\mu)\tau_r] - \\ - \sum_{v=1}^n a_v e_1[(n-v)\tau_r]\delta[t-(n-v)\tau_r], \end{aligned} \quad (3.20)$$

где $a_v, v = \overline{1; n}; b_{\mu}, \mu = \overline{0; m}$ — заданные постоянные коэффициенты.

Выполнив над левой и правой частями соотношения (3.20) преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях, согласно определению (2.1) и теореме запаздывания, получим

$$E_1^*(s) = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} E^*(s) e^{-\mu\tau_r s} - \sum_{v=1}^n a_v E_1^*(s) e^{-v\tau_r s}.$$

Отсюда передаточная функция ЦВМ как некоторого произвольного цифрового фильтра $W_{ц.ф}^*(s)$ должна иметь вид

$$W_{ц.ф}^*(s) \triangleq \frac{E_1^*(s)}{E^*(s)} = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} e^{-\mu\tau_r s}}{1 + \sum_{v=1}^n a_v e^{-v\tau_r s}}, \quad (3.21)$$

или, после замены $e^{\tau_r s}$ на z ,

$$W_{ц.ф}(z) = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} z^{-\mu}}{1 + \sum_{v=1}^n a_v z^{-v}}. \quad (3.22)$$

Если задавать конкретные значения коэффициентам a_ν, b_μ , то это конкретизирует операцию, описываемую указанной передаточной функцией. Рассмотрим в качестве простейшего конкретного примера работу ЦВМ в роли дифференциатора.

Пример 3.4. Работа идеального непрерывного дифференциатора выражается соотношением

$$\varepsilon_1(t) = \frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\varepsilon(t) - \varepsilon(t - \Delta t)}{\Delta t}. \quad (3.23)$$

Но так как Δt в ЦВМ не может быть меньше τ_r , то ЦВМ может реализовать работу дифференциатора только приближенно — как работу дискретного дифференциатора, причем ее выходной сигнал в соответствии с (3.23) должен формироваться по алгоритму:

$$\begin{aligned} \varepsilon_1(n\tau_r) \delta(t - n\tau_r) &= \frac{\varepsilon(n\tau_r) \delta(t - n\tau_r) - \varepsilon[(n-1)\tau_r] \delta[t - (n-1)\tau_r]}{\tau_r} \cong \\ &\cong \left[\frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right]_{t=n\tau_r} \delta(t - n\tau_r). \end{aligned} \quad (3.24)$$

Выполнив преобразование Лапласа от левой и правой части при нулевых начальных условиях, получим

$$E_1^*(s) = \frac{E^*(s) - E^*(s) e^{-\tau_r s}}{\tau_r}.$$

Отсюда передаточная функция ЦВМ в качестве дифференциатора выразится так:

$$W_{вд}^*(s) \triangleq \frac{E_1^*(s)}{E^*(s)} = \frac{1 - e^{-\tau_r s}}{\tau_r}. \quad (3.25)$$

Тогда

$$W_{вд}(z) = \frac{1 - z^{-1}}{\tau_r}. \quad (3.26)$$

Полученные выражения — частный случай (3.21), (3.22), когда $m = 1$; $n = 0$; $b_0 = 1/\tau_r$; $b_1 = -1/\tau_r$.

Сопоставление (3.23), (3.24) дает возможность выявить и выразить на языке временных процессов причину неточной работы ЦВМ в роли дифференциатора. Интересно было бы осуществить такое сопоставление с использованием языка частотных характеристик.

Построим частотную характеристику ЦВМ в роли дифференциатора. Известно [1], что

$$W_{вд}^*(j\omega) = [W_{вд}^*(s)]_{s=j\omega} = \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\tau_r} e^{-j\omega\tau_r} = \frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_r} e^{-(j\omega\tau_r + \pi)},$$

так как $-1 = 1 \cdot e^{-j\pi}$. АФЧХ, соответствующая этому аналитическому выражению, изображена на рис. 3.14. Она представляет собой бесконечное число совпадающих окружностей радиусом $1/\tau_r$ с центром в точке $(1/\tau_r, j0)$. На этом же рисунке представлена АФЧХ идеального непрерывного дифференциатора

$$[W_{ид}(s)]_{s=j\omega} = [s]_{s=j\omega} = j\omega.$$

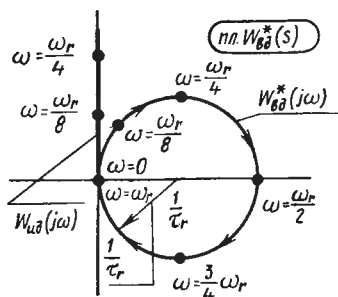


Рис. 3.14

Из сравнения кривых $W_{\text{ид}}$ и $W_{\text{вд}}^*(j\omega)$ нетрудно заметить, что они близки лишь в диапазоне низких частот от 0 до $\frac{\omega_r}{8}$. Это говорит об удовлетворительной работе ЦВМ в роли дифференциатора только при медленно изменяющихся сигналах. Если сигналы меняются быстро, нужно увеличивать число ω_r , т. е. уменьшать период дискретности τ_r [см. (2.15)]. Этот результат не противоречит выводам, вытекающим и из временного представления сигналов.

3.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ Д—Н

Назначение данного устройства с учетом материала, изложенного в § 1.3, — преобразовывать импульсный сигнал $\varepsilon_1^*(t)$ в непрерывный $\varepsilon_1(t)$ (см. рис. 1.18 и 3.15). Эту задачу можно было бы решить с помощью следующего устройства. В данный момент $n\tau_r$ по

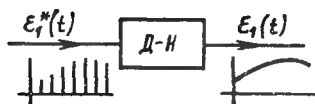


Рис. 3.15

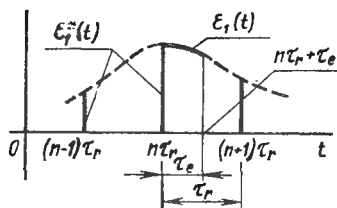


Рис. 3.16

текущему значению сигнала $\varepsilon_1(n\tau_r)$ и прошлым его значениям (обычно дискретным — в моменты времени, кратные τ_r) оно «угадывает» значения этого сигнала на время τ_e вперед. Такое устройство называется экстраполятором на τ_e . Затем оно выдает «угаданные» значения на выход, когда соответствующие моменты времени наступают (см. рис. 3.16). Величина τ_e должна меняться от нуля только до значения τ_r ($0 < \tau_e < \tau_r$) потому, что в момент $n\tau_r + \tau_r = (n+1)\tau_r$ на вход преобразователя Д—Н поступит очередной импульс. Начиная с этого момента работу преобразователя можно организовать по алгоритму предыдущего цикла, так как момент времени $(n+1)\tau_r$ стал текущим (до прихода следующего импульса).



Рис. 3.17

Семейство полиномиальных экстраполяторов. Требуемый экстраполятор на время τ_e (рис. 3.17) должен формировать выходной сигнал по алгоритму $u_e(t) = u(t + \tau_e)$, $0 < \tau_e < \tau_r$. Выполним от этого соотношения преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях. С учетом теоремы запаздывания получим

$$U_e(s) = U(s) e^{\tau_e s}.$$

Отсюда передаточная функция экстраполятора на τ_e

$$W_e(s) \triangleq U_e(s)/U(s) = e^{\tau_e s}, \quad 0 < \tau_e < \tau_r. \quad (3.27)$$

Экстраполиатор на τ_e должен решать физически невыполнимую задачу — угадывать будущие значения сигнала, поэтому его точная реализация невозможна, и (3.27) описывает передаточную функцию идеального экстраполиатора.

Выполним тождественные преобразования:

$$W_e(s) = e^{\tau_e s} = 1 - (1 - e^{-\tau_e s}) = [1 - (1 - e^{-\tau_r s})]^{\tau_e / \tau_r}.$$

Затем разложим полученное выражение по формуле бинома Ньютона [4]:

$$\begin{cases} W_e(s) = 1 + \frac{1 - e^{-\tau_r s}}{\tau_r} \tau_e + \frac{(1 - e^{-\tau_r s})^2 (\tau_r - \tau_e) \tau_e}{\tau_r^2} + \dots, & (3.28) \\ 0 < \tau_e < \tau_r. & (3.29) \end{cases}$$

Ограничивая этот ряд конечным числом членов, получим выражение для целого семейства приближенных экстраполиаторов,

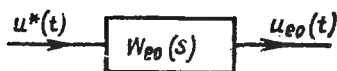


Рис. 3.18

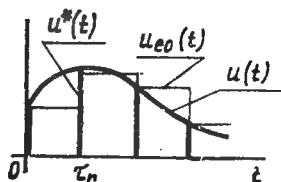


Рис. 3.19

передаточные функции которых описываются полиномами нулевого, первого, второго и следующих порядков. По этой причине экстраполиаторы указанного семейства называются полиномиальными экстраполиаторами соответственно нулевого, первого, второго и следующих порядков. Они тем точнее представляют работу идеального экстраполиатора, чем выше их порядок.

Пример 3.5. В качестве примера, иллюстрирующего степень приближения полиномиальных экстраполиаторов к идеальному, рассмотрим работу простейшего из них — полиномиального экстраполиатора нулевого порядка (рис. 3.18). Его передаточная функция $W_{e0}(s)$ согласно (3.28) и (3.29), имеет вид

$$W_{e0}(s) = 1; \quad (3.30)$$

$$0 < \tau_e < \tau_r. \quad (3.31)$$

Отсюда следует, что работа экстраполиатора нулевого порядка организована в соответствии с принципом «удержания». Суть этого принципа в том, чтобы удерживать на выходе значение сигнала, равное величине (площади) поступившего на вход экстраполиатора импульса (сравните с формирователем в § 1.2), в течение времени τ_r — пока не наступит момент прихода следующего входного импульса. Выходной сигнал в этом случае ступенчатый (сравните рис. 3.19 с рис. 1.15). Тогда ИФФ полиномиального экстраполиатора нулевого порядка $k_{e0}(t)$ должна иметь такой вид, как на рис. 3.20, поскольку согласно определению она представляет собой реакцию этого экстраполиатора на дельта-функцию единичной площади при нулевых начальных ус-

ловиях, т. е. на сигнал $u^*(t)$ в виде единичного импульса единичной силы в начале координат. ИПФ (рис. 3.20) можно представить суммой двух ступенчатых функций (рис. 3.21):

$$k_{e0}(t) = 1[t] - 1[t - \tau_r]. \quad (3.32)$$

Из [1] известно, что $W_{e0}(s) = L[k_{e0}(t)]$. Тогда с учетом (3.32)

$$W_{e0}(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s} e^{-\tau_r s} = \frac{1 - e^{-\tau_r s}}{s}. \quad (3.33)$$

Передаточная функция экстраполятора нулевого порядка (3.33) отличается от его передаточной функции (3.30) тем, что при использовании последней

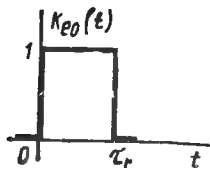


Рис. 3.20

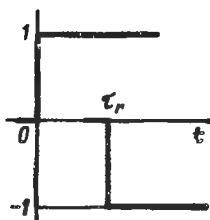


Рис. 3.21

нужно учитывать еще и ограничение (3.31), в первой же это ограничение уже учтено. АФЧХ экстраполятора нулевого порядка

$$\begin{aligned} W_{e0}(j\omega) &= [W_{e0}(s)]_{s=j\omega} = \frac{1 - e^{-j\omega\tau_r}}{j\omega} = \frac{1 - \cos\omega\tau_r + j\sin\omega\tau_r}{j\omega} = \\ &= \frac{\sin\omega\tau_r}{\omega} - j \frac{1 - \cos\omega\tau_r}{\omega} = P_{e0}(\omega) + jQ_{e0}(\omega), \end{aligned}$$

где $P_{e0}(\omega) = \frac{\sin\omega\tau_r}{\omega}$, $Q_{e0}(\omega) = -\frac{1 - \cos\omega\tau_r}{\omega}$ — вещественная и мнимая частотные характеристики экстраполятора нулевого порядка. Здесь функция $e^{-j\omega\tau_r}$ представлена по формуле Эйлера.

Амплитудная частотная характеристика экстраполятора нулевого порядка

$$\begin{aligned} A_{e0}(\omega) &= |W_{e0}(j\omega)| = \sqrt{P_{e0}^2(\omega) + Q_{e0}^2(\omega)} = \\ &= \sqrt{\frac{\sin^2\omega\tau_r + (1 - \cos\omega\tau_r)^2}{\omega^2}} = \\ &= \sqrt{\frac{\sin^2\omega\tau_r + 1 - 2\cos\omega\tau_r + \cos^2\omega\tau_r}{\omega^2}} = \\ &= \frac{\sqrt{2(1 - \cos\omega\tau_r)}}{|\omega|} = \frac{\sqrt{2 \cdot 2\sin^2(\omega\tau_r/2)}}{|\omega|} = \\ &= \frac{2|\sin(\omega\tau_r/2)|}{|\omega|} = \tau_r \frac{|\sin(\omega\tau_r/2)|}{|\omega\tau_r/2|}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Фазовая частотная характеристика экстраполятора нулевого порядка

$$\begin{aligned}\varphi_{e0}(\omega) &= \arg W_{e0}(j\omega) = \arctg(Q_{e0}(\omega)/P_{e0}(\omega)) = \\ &= \arctg[-(1 - \cos \omega\tau_r)/\sin \omega\tau_r] = \\ &= \arctg\left[-\frac{2\sin^2(\omega\tau_r/2)}{2\sin(\omega\tau_r/2)\cos(\omega\tau_r/2)}\right] = \\ &= \arctg[-\operatorname{tg}(\omega\tau_r/2)] = -\omega\tau_r/2.\end{aligned}\quad (3.35)$$

График АЧХ экстраполятора нулевого порядка изображен на рис. 3.22 сплошной линией, пунктиром представлена АЧХ идеального экстраполятора.

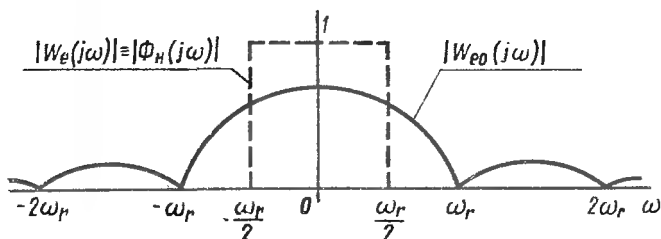


Рис. 3.22

Сравнение процессов $u(t)$ и $u_{e0}(t)$ на рис. 3.19 дает представление о степени неточности работы экстраполятора нулевого порядка в сравнении с работой идеального экстраполятора во временной области. Сравнение кривых $|W_e(j\omega)|$ и $|W_{e0}(j\omega)|$, представленных на рис. 3.22, сделанное с учетом рис. 2.5 и замечания 2.4, дает частотную интерпретацию причин этой неточности: экстраполятор нулевого порядка помимо основного пропускает (правда, ослабленными) и другие компоненты-слагаемые спектра импульсного сигнала.

Пример 3.6. Для полиномиального экстраполятора первого порядка, согласно (3.28) и (3.29), имеем передаточную функцию

$$W_{e1}(s) = 1 + \frac{1 - e^{-\tau_r s}}{\tau_r} \tau_e, \quad (3.36)$$

$$0 < \tau_e < \tau_r. \quad (3.37)$$

Согласно этой передаточной функции работа указанного экстраполятора в интервале времен от $n\tau_r$ до $(n+1)\tau_r$ описывается соотношением $u_{e1}(n\tau_r + \tau_e) = u(n\tau_r) + \{u(n\tau_r) - u[(n-1)\tau_r]\}(\tau_e/\tau_r)$, $0 < \tau_e < \tau_r$, если $u_{e1}(t)$ и $u^*(t)$ — выход и вход экстраполятора соответственно.

В соответствии с этим соотношением сигнал $u_{e1}(t)$ и ИПФ $k_{e1}(t)$ как реакция на единственную дельта-функцию единичной площади в начале координат должны иметь такой вид, как на рис. 3.23 и 3.24 соответственно. Любая на рис. 3.24 может быть представлена как сумма элементарных функций (рис. 3.25):

$$k_{e1}(t) = 1[t] + \frac{t}{\tau_r} 1[t] - 2 \cdot 1[t - \tau_r] - \frac{2t}{\tau_r} 1[t - \tau_r] + 1[t - 2\tau_r] + \frac{t}{\tau_r} 1[t - 2\tau_r].$$

Преобразовав это выражение по Лапласу, получим

$$W_{e1}(s) = \frac{1}{s} + \frac{1}{\tau_r s^2} - \frac{2}{s} e^{-\tau_r s} - \frac{2}{\tau_r s^2} e^{-\tau_r s} + \frac{1}{s} e^{-2\tau_r s} + \frac{1}{\tau_r s^2} e^{-2\tau_r s} = \frac{1}{s} (1 - 2e^{-\tau_r s} + e^{-2\tau_r s}) + \frac{1}{\tau_r s^2} (1 - 2e^{-\tau_r s} + e^{-2\tau_r s}) = \left(\frac{1}{s} + \frac{1}{\tau_r s^2} \right) (1 - e^{-\tau_r s})^2 = \frac{(\tau_r s + 1)(1 - e^{-\tau_r s})^2}{\tau_r s^2}. \quad (3.38)$$

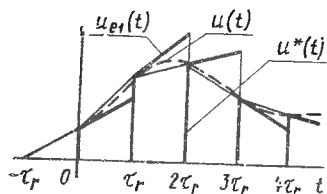


Рис. 3.23

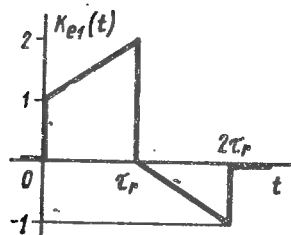


Рис. 3.24

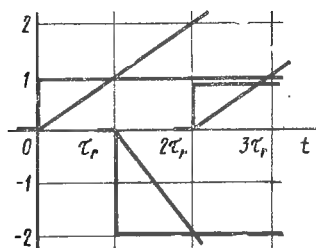


Рис. 3.25

сигнал $u^*(t)$ воспринимается приемником как непрерывный $u(t)$. Но тогда напрашивается вывод:

$$U_{\tau_r \rightarrow 0}^* (s) \rightarrow U(s). \quad (3.39)$$

Однако утверждение это неверное. Действительно, пусть $u(t) = e^{-\alpha t}$. Из табл. 2.1 $U(s) = \frac{1}{s + \alpha}$; $U^*(s) = \frac{e^{\tau_r s}}{e^{\tau_r s} - e^{-\alpha \tau_r}}$ и, следовательно, $U_{\tau_r \rightarrow 0}^* = \frac{1}{1 - 1} = \infty$.

Результат представляется неожиданным, однако его легко объяснить: сигнал $u^*(t)$ — идеализированный, он составлен из дельта-функций и ни при каком уменьшении τ_r не может перейти в класс непрерывных сигналов. В непрерывный $u(t)$ можно преобразовать предельным переходом $\tau_r \rightarrow 0$ или реальный импульсный, или, например, ступенчатый сигнал. Для того чтобы получить их из сигнала $u^*(t)$, нужно после ключа включить или формирователь

реальной формы импульса (см. § 1.2), или экстраполятор нулевого (либо любого другого) порядка. В последнем случае [см. (3.33)]

$$W^*(s) \cdot W_{e0}(s) = \frac{e^{\tau_r s}}{e^{\tau_r s} - e^{-\alpha \tau_r}} \cdot \frac{1 - e^{-\tau_r s}}{s}.$$

При $\tau_r \rightarrow 0$ получается неопределенность типа 0/0, раскрыв которую по правилу Лопиталья, получим

$$\begin{aligned} \lim_{\tau_r \rightarrow 0} \frac{e^{\tau_r s} (1 - e^{-\tau_r s})}{(e^{\tau_r s} - e^{-\alpha \tau_r}) s} &= \lim_{\tau_r \rightarrow 0} \frac{\frac{d[e^{\tau_r s} (1 - e^{-\tau_r s})]}{d\tau_r}}{\frac{d[s(e^{\tau_r s} - e^{-\alpha \tau_r})]}{d\tau_r}} = \\ &= \lim_{\tau_r \rightarrow 0} \frac{s e^{\tau_r s} (1 - e^{-\tau_r s}) - (-s) e^{-\tau_r s} e^{\tau_r s}}{s [s e^{\tau_r s} - (-\alpha) e^{-\alpha \tau_r}]} = \\ &= \lim_{\tau_r \rightarrow 0} \frac{s e^{\tau_r s}}{s (s e^{\tau_r s} + \alpha e^{-\alpha \tau_r})} = \frac{1}{s + \alpha} = U(s). \end{aligned}$$

Почему же при рассмотрении частотного представления сигналов при выполнении условия (2.20) несправедливость соотношения (3.39) воспринимается как неожиданность? Дело в том, что импульсный сигнал $u(t)$ в условиях (2.20) рассматривается нами подсознательно в свете его взаимодействия с последующей непрерывной частью системы, которая в силу ограниченности своей полосы пропускания реагирует только на несмещенную компоненту-слагаемое, соответствующую $\mu = 0$ в формуле (2.18) спектра $U^*(j\omega)$, формой которой из-за условий (2.20) не отличается от формы спектра $U(j\omega)$ непрерывного сигнала $u(t)$. Вследствие этого результат воздействия на непрерывную часть импульсного сигнала $u^*(t)$ совпадает с результатом воздействия на нее сигнала непрерывного. Выражение (3.39) имеет отношение не к результату воздействия сигнала $u^*(t)$, а к самому этому сигналу, спектр которого $U^*(j\omega)$ никогда не совпадает со спектром сигнала $u(t)$, так как, если спектр $U(j\omega)$ практически конечен, то спектр $U^*(j\omega)$ — бесконечный периодический. Отсюда и в частотной области видно, что соотношение (3.39) не может иметь места даже в том случае, если форма несмещенной компоненты-слагаемого спектра $U^*(j\omega)$ совпадает с формой спектра $U(j\omega)$.

Экстраполятор нулевого порядка в данном примере играет роль фильтра, преобразующего бесконечный спектр $U^*(j\omega)$ в конечный $U(j\omega)$, так как при соблюдении условия (2.20) этот фильтр можно считать идеальным [при малых значениях $\omega\tau_r/2$ имеем $A_{e0} \cong 1$, $\Phi_{e0}(\omega) \cong 0$ — см. выражения (3.34), (3.35)].

Из [1] известно, что устойчивость линейной стационарной системы относительно начальных условий предопределяет ее устойчивость относительно управления и, наоборот, таким образом, можно исследовать любой из указанных видов устойчивости.

Как было показано в § 3.2, z -передаточная функция импульсной системы дает точную (вывод 3 из примера 3.2) либо приближенную (вывод 4 из примера 3.2) информацию о связи ее входа и выхода в дискретные моменты времени. Поэтому, опираясь на z -преобразование, можно исследовать только так называемую «устойчивость импульсной системы в дискретные моменты времени, кратные τ_r », которая означает затухание переходного дискретного процесса $y^*(t)$ (рис. 3.4 и 4.1, исключая пунктир).

Рис. 4.1

Но система, устойчивая в дискретные моменты времени, может оказаться неустойчивой. Этот факт хорошо иллюстрирует рис. 4.1, на котором показано, что затухающему импульсному переходному процессу $y^*(t)$ может соответствовать расходящийся непрерывный переходный процесс $y(t)$ (пунктир). Это — так называемое явление скрытого раскачивания.

Для получения информации о процессах в моменты времени между моментами квантования предлагается ряд идей [7], одна из которых основывается на введении в математическую модель дискретной системы фиктивной временной задержки на время $\epsilon\tau_r$. Эта идея реализована в методе так называемого «модифицированного z -преобразования» $U_m(z)$. В модифицированном z -преобразовании ϵ является параметром, который изменяется в диапазоне

$$0 < \epsilon < 1. \quad (4.1)$$

В связи с этим $U_m(z)$ — функция не только z , но и ϵ :

$$U_m(z) = U(z, \epsilon).$$

Функция $U(z, \epsilon)$ несет в себе информацию о значениях непрерывного сигнала только в моменты $t = (n + \epsilon)\tau_r$, но с учетом условия, указанного в (4.1), — информацию обо всех его значениях.

Пользуясь аппаратом модифицированного z -преобразования, различные авторы (например, [8]) решают вопрос о точном исследовании некоторых импульсных (непрерывно-дискретных) систем. Другой подход к исследованию непрерывно-дискретных систем, см., например, в [10] гл. 3. В [8, 28, 29] приведены таблицы модифицированного z -преобразования и достаточно подробно рассматри-

даются его свойства. Однако в подавляющем большинстве практических случаев исследование устойчивости в дискретные моменты времени, кратные T , дает результаты, совпадающие с результатами исследования устойчивости импульсных систем.

Импульсный элемент с амплитудно-импульсной модуляцией преобразует непрерывный сигнал в совокупность дельта-функций (см. § 1.2). Качественно это преобразование характеризуется скачкообразными операциями, приводящими к тому, что исходный процесс $u(t)$ из класса непрерывных процессов переходит в класс импульсных (дискретных) $u^*(t)$. Но количественная сторона преобразования подчинена линейному закону в том смысле, что для этого преобразования справедлив принцип суперпозиции: если $u(t) = au_1(t) + bu_2(t)$, то $u^*(t) = au_1^*(t) + bu_2^*(t)$, a и b — постоянные величины. Такая линейность амплитудно-импульсной модуляции отразилась и в (2.18): дискретное преобразование Лапласа получается путем суммирования компонент, представляющих собой преобразование Лапласа непрерывного сигнала, сдвинутое по оси частот на величины, кратные значению $j\omega_T$.

Таким образом, импульсный элемент выполняет свою специфическую работу линейно. Это позволяет предположить, что известные алгоритмы исследования устойчивости линейных непрерывных систем при соответствующей корректировке этих алгоритмов можно использовать для определения устойчивости импульсных линейных систем.

Действительно, существует несколько критериев устойчивости импульсных систем, которые являются аналогами критериям устойчивости непрерывных систем. В качестве примера рассмотрим некоторые из них.

4.1. z-АНАЛОГ КРИТЕРИЮ УСТОЙЧИВОСТИ МИХАЙЛОВА

Рассматривая левую часть характеристического уравнения непрерывной линейной системы

$$a_0 s^n + \dots + a_n = 0$$

как функцию $D(s)$ комплексной переменной $s = c + j\omega$ и изменяя s по контуру γ_- (рис. 4.2, а, исключая крестики и пунктир), по числу оборотов n' вектора $D(s)$ на своей плоскости (рис. 4.2, б), можно, пользуясь принципом аргумента

$$n' = N - P \quad (4.2)$$

(здесь N — число нулей, P — число полюсов функции $D(s)$ внутри контура γ_-), сделать вывод о числе корней характеристического уравнения в левой полуплоскости плоскости корней, следовательно, сделать вывод об устойчивости линейной непрерывной системы, соответствующей этому характеристическому уравнению [1].

В случае импульсной системы нули функции $D^*(s)$, соответствующей функции $D(s)$ непрерывной системы (пусть $D(s)$ имеет n нулей), периодизируются (см. (2.18) и рис. 4.2, включая крестики). Нулей становится бесконечно много, поэтому подход, используемый в теории непрерывных систем, не дает полезного результата. Но если взять нули в любой полосе плоскости s , шириной $j\omega_r$, параллельной вещественной оси [любой один период функции $D^*(s)$], например, в полосе, которая изображена на рис. 4.2, a пунктиром, то их там конечное число n , как и у непрерывной системы. Если эти все нули расположены в левой полуплоскости, то вся бесконечная со-

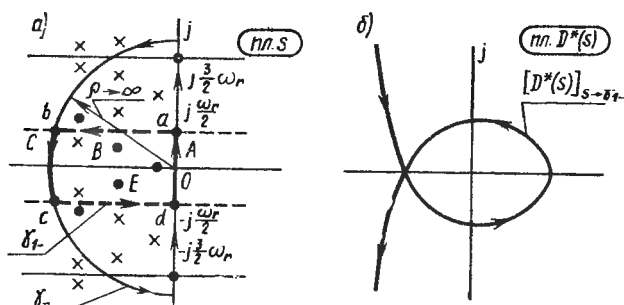


Рис. 4.2

вокупность нулей функции $D^*(s)$ окажется расположенной в левой полуплоскости s , так как при периодизации нули перемещаются только строго вверх и строго вниз. Но тогда, если изменять переменную s вдоль замкнутого контура $oabcdo$ (контура γ_{1-} , охватывающего указанную левую полуполосу), то вектор $D^*(s)$ на плоскости $D^*(s)$ в силу принципа аргумента (4.2) сделает $n' = n$ оборотов, если функция $D^*(s)$ содержит все нули в левой полуплоскости, т. е. если система устойчива в дискретные моменты времени, кратные τ_r . Ведь в силу того, что функция D^* представляет собой полином, она не имеет полюсов. Число n — порядок полинома, получающегося из $D^*(s)$, если $D^*(s)$ рассматривать как функцию переменной $e^{\tau_r s}$.

Часто исходным для анализа является z характеристическое уравнение

$$D(z) \equiv a_{0g} z^n + \dots + a_{ng} = 0. \quad (4.3)$$

Тогда для описания функции $D(z)$ потребуется другая пара комплексных плоскостей (рис. 4.3). Однако, учитывая связь (2.28) $z = e^{\tau_r s}$, из определения (2.21) получим $[D(z)]_{z=e^{\tau_r s}} = D^*(s)$.

Таким образом, функция $D(z)$ содержит в себе информацию о функции $D^*(s)$, в том числе и о той кривой, которая получается на плоскости $D^*(s)$ при изменении s вдоль контура γ_{1-} :

$$\left\{ \begin{array}{l} [D(z)] \\ z = e^{\tau_r s} \\ s \rightarrow \gamma_{1-} \end{array} \right\} = [D^*(s)]_{s \rightarrow \gamma_{1-}} \quad (4.4)$$

Но

$$\left\{ \begin{array}{l} [D(z)] \\ z = e^{\tau_r s} \\ s \rightarrow \gamma_{1-} \end{array} \right\} = [D(z)]_{\left\{ \begin{array}{l} z = e^{\tau_r s} \\ s \rightarrow \gamma_{1-} \end{array} \right\}} = [D(z)]_{z=z_{\gamma_{1-}}}$$

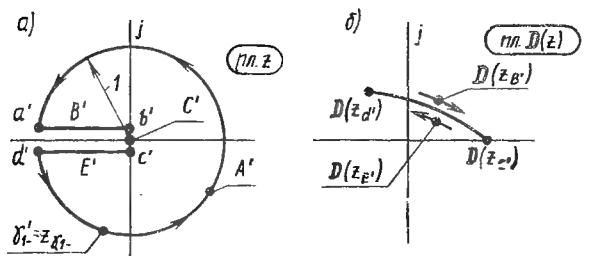


Рис. 4.3

где

$$z_{\gamma_{1-}} = (e^{\tau_r s})_{s \rightarrow \gamma_{1-}} \quad (4.5)$$

— тот закон изменения z , который получается по (2.28), если s изменять вдоль контура γ_{1-} .

Тогда соотношение (4.4) принимает вид

$$[D(z)]_{z=z_{\gamma_{1-}}} = [D^*(s)]_{s \rightarrow \gamma_{1-}} \quad (4.6)$$

Выражение (4.6) означает, что на плоскости $D(z)$ получается кривая, имеющая форму кривой $[D^*(s)]_{s \rightarrow \gamma_{1-}}$ плоскости $D^*(s)$, если z на плоскости z придавать значения $z_{\gamma_{1-}}$.

Для определения $z_{\gamma_{1-}}$, согласно (4.5), достаточно отобразить контур γ_{1-} плоскости s на плоскость z . Точка $d(s_d = 0 - j\frac{\omega_r}{2})$ плоскости s (см. рис. 4.2, а) отобразится в соответствии с (2.28) в точку $d'(z_{d'} = 1e^{-j\pi})$ плоскости z (рис. 4.3, а). Отрезок $da \equiv A$ — в окружность единичного радиуса $d'a' \equiv A'$ (см. также § 2.5, свойство 2, в). Полупрямая $ab \equiv B$ — в отрезок $a'b' \equiv B'$ (так как, во-первых, на всем этом отрезке $\text{Im } s = \text{Im } s_d = j\omega_r/2$, поэтому там $\arg z = \arg z_{d'} = \pi$, а во-вторых, $\text{Re } s$ изменяется от 0 до $-\infty$, поэтому $|z|$ изменяется от 1 до 0). Отрезок дуги $bc \equiv C$ отобразится в

начало координат C' . Полупрямая $cd \equiv E -$ в отрезок $c'd' \equiv E'$. Таким образом, весь замкнутый контур γ_{1-} плоскости s отобразился в замкнутый контур γ'_{1-} плоскости z , т. е. в искомый контур $z_{\gamma_{1-}}$. Изменяя z вдоль контура $z_{\gamma_{1-}}$ в функции $D(z)$, на плоскости $D(z)$ получим, как уже и говорилось, кривую, имеющую форму кривой $[D^*(s)]_{s \rightarrow \gamma_{1-}}$. По числу оборотов этой кривой относительно начала координат можно судить об устойчивости в дискретные моменты времени, кратные T_r , импульсной системы. В связи с чем исследуем, как ведет себя функция $D(z)$ при изменении z вдоль отдельных участков контура $\gamma'_{1-} = z_{\gamma_{1-}}$.

Когда $z = z_{b'} = z_{c'} = z_{C'} = 0 + j0$, то $D(z_{C'}) = a_{ng} = \text{const}$ (см. (4.3) и рис. 4.3, б).

Пусть при изменении z вдоль отрезка E' конец вектора функции $D(z)$ описал некоторую кривую $D(z_{E'})$ (от точки $D(z_{c'})$ до точки $D(z_{a'})$). В силу того, что точке z предстоит обойти весь контур γ'_{1-} , она должна принимать значения, соответствующие участку B' (от точки a' до точки b'), т. е. те же значения, что и на участке E' , но в обратном порядке. По этой причине вектор функции $D(z)$ своим концом должен пройти по тем же, что и на кривой $D(z_{E'})$, значениям, только в обратном порядке. Таким образом, суммарное изменение фазы вектора $D(z)$ при движении точки z вдоль отрезков $c'd'$ и $a'b'$ равно нулю. Следовательно, все окончательные приращения фазы вектора $D(z)$ (а именно только они представляют интерес с позиции принципа аргумента) при изменении z вдоль контура γ'_{1-} происходят тогда, когда z принимает значения на окружности единичного радиуса $|z| = 1$. Получающаяся в этом случае на плоскости $D(z)$ кривая $[D(z)]_{|z|=1}$ является z -кривой Михайлова импульсной системы. Дело в том, что изменению z вдоль окружности единичного радиуса соответствует изменение s вдоль мнимой оси, отчего кривая $[D(z)]_{|z|=1}$ той же формы [(5.7)], что и кривая $D^*(j\omega)$ (см. определение кривой Михайлова [1]).

В свете изложенного z -аналог критерия устойчивости Михайлова можно сформулировать следующим образом.

Для устойчивости импульсной системы в дискретные моменты времени, кратные T_r , необходимо и достаточно, чтобы z -кривая Михайлова $[D(z)]_{|z|=1}$ (кривая $D(z)$ на плоскости $D(z)$, получающаяся при изменении z вдоль окружности единичного радиуса в положительном направлении) сделала n оборотов вокруг начала координат в положительном направлении, где n — порядок полинома $D(z)$.

Пример 4.1. Исследовать с помощью z -аналога критерия Михайлова устойчивость импульсной системы рис. 3.5, в которой $W_1(s) = k/(s(s+1))$. Согласно формулировке критерия, требуется располагать z -характеристическим полиномом замкнутой системы, который является знаменателем z -передаточной функции $\Phi(z)$ замкнутой системы рис. 3.5.

$$\Phi(z) = W_1(z)/(1 + W_1(z)) \quad [\text{см. (3.15)}],$$

где $W_1(z)$ — z -передаточная функция разомкнутой импульсной системы.

Имея в виду (4.8), получим

$$W_1(z) \triangleq Z[W(s)] = Z\left[\frac{k}{s(s+1)}\right] = Z\left[\frac{k}{s} - \frac{k}{s+1}\right] = \frac{kz}{z-1} - \frac{kz}{z-e^{-\tau_r}} =$$

$$= \frac{kz(1-e^{-\tau_r})}{(z-1)(z-e^{-\tau_r})}$$

(см. табл. 2.1).

Тогда

$$\Phi(z) = \frac{kz(1-e^{-\tau_r})}{(z-1)(z-e^{-\tau_r}) + kz(1-e^{-\tau_r})},$$

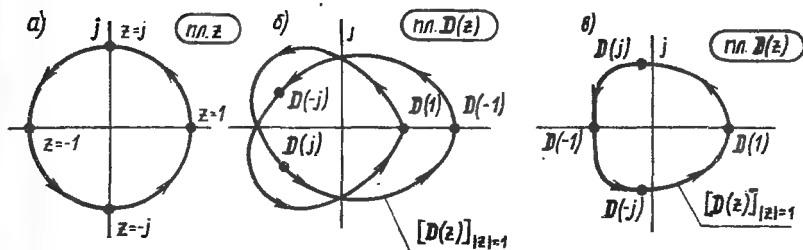


Рис. 4.4

откуда

$$D(z) = (z-1)(z-e^{-\tau_r}) + kz(1-e^{-\tau_r}).$$

Пусть $\tau_r = \frac{\pi}{2}c = 1,57$ с, тогда $e^{-\tau_r} \cong 0,2$ и

$$D(z) = 0,8kz + (z-1)(z-0,2). \quad (4.7)$$

а) Исследуем устойчивость в дискретные моменты времени, кратные τ_r , этой системы при $k=1$. Тогда

$$D(z) = 0,8z + (z-1)(z-0,2),$$

и, придавая переменной z значения на окружности единичного радиуса против часовой стрелки (рис. 4.4, а), получим z -кривую Михайлова (рис. 4.4, б), для которой в качестве примера приведены результаты расчета ее значений в четырех отмеченных на рис. 4.4, а точках:

$$z=1, D(1)=0,8; \quad z=j, D(j)=-0,8-j0,4;$$

$$z=-1, D(-1)=1,6; \quad z=-j, D(-j)=-0,8+j0,4.$$

Из рис. 4.4, б видно, что z -кривая Михайлова 2 раза охватывает начало координат в положительном направлении, а из формулы (4.7) следует, что в нашем случае $n=2$, поэтому исследуемая импульсная система при $k=1$ устойчива в дискретные моменты времени, кратные τ_r .

б) Исследуем устойчивость при $k=10$. Тогда

$$D(z) = 8z + (z-1)(z-0,2).$$

Расчет значений $D(z)$ в четырех отмеченных точках в этом случае дает

$$D(1)=-8; \quad D(j)=-0,8+j6,8; \quad D(-1)=-5,6; \quad D(-j)=-0,8-j6,8,$$

а вся кривая Михайлова имеет вид рис. 4.4, в. Она охватывает начало координат лишь один раз, что свидетельствует о неустойчивости импульсной системы рис. 3.5 в дискретные моменты времени, кратные τ , при $k = 10$.

4.2. z-АНАЛОГ КРИТЕРИЮ УСТОЙЧИВОСТИ НАЙКВИСТА—МИХАЙЛОВА

Пусть задана непрерывная система (рис. 4.5), которая в разомкнутом состоянии неустойчива. Ее передаточная функция $W(s) = M(s)/N(s)$ имеет κ полюсов в правой полуплоскости (см. черные кружочки на рис. 4.6, там $\kappa = 3$). Здесь $M(s)$, $N(s)$ — полиномы по s соответственно порядка m , n . Так как передаточная функция замкнутой системы $\Phi(s) = W(s)/(1 + W(s))$, то выражение $\xi(s) =$

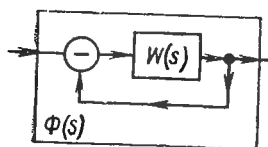


Рис. 4.5

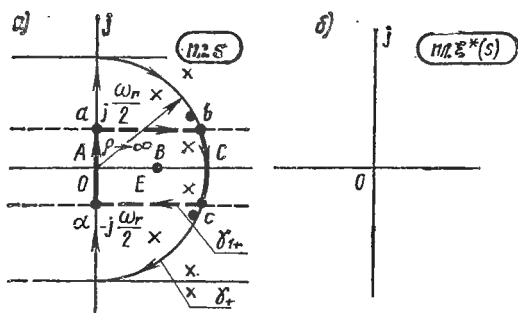


Рис. 4.6

$\equiv 1 + W(s) = 0$ — ее характеристическое уравнение. Поэтому если изменять s вдоль контура γ_+ (см. рис. 4.6, исключая крестики и штриховые линии) и учитывать принцип аргумента, то по числу оборотов вектора функции $\xi(s)$ на ее плоскости можно судить об устойчивости замкнутой системы, приведенной на рис. 4.5 [1].

Такой подход к анализу устойчивости импульсной системы, изображенной на рис. 3.5, исключая пунктир, (она отличается от системы на рис. 4.5 только наличием ключа после элемента сравнения) не приводит к желаемому результату. Это происходит потому, что функция

$$\xi^*(s) = 1 + W^*(s)$$

[см. (3.14)] и функция $W^*(s) = M^*(s)/N^*(s)$ имеют бесконечное число полюсов в ППП плоскости s , так как эти полюсы получаются путем периодизации полюсов функций $\xi(s)$ и $W(s)$, расположенных в ППП.

Известно, однако, что в любой полуполосе шириной $j\omega_r$, например в той, что отмечена жирным пунктиром на рис. 4.6, а, функция $\xi^*(s)$ имеет конечное число полюсов — такое же, как и функция $\xi(s)$. И если окажется, что функция $\xi^*(s)$ не содержит нулей в этой полуполосе, то она не содержит их и во всей ППП плоскости s , так как при периодизации нули и полюсы перемещаются

только строго вверх и строго вниз. Но тогда отсутствие нулей в правой полуполосе — свидетельство устойчивости в дискретные моменты времени, кратные τ_r , замкнутой импульсной системы (см. рис. 3.5), ведь ξ — знаменатель ее дискретной передаточной функции [см. (3.14)].

Проверить отсутствие в правой полуполосе нулей функции $\xi^*(s)$ можно, изменяя s вдоль контура γ_{1+} (см. рис. 4.6, а, жирные линии) и подсчитывая при этом число оборотов n' вектора $\xi^*(s)$ на плоскости $\xi^*(s)$ (см. рис. 4.6, б). Согласно принципу аргумента

$$n' = -(N - P), \quad (4.8)$$

где N, P — соответственно число нулей и полюсов функции $\xi^*(s)$ внутри контура γ_{1+} ; минус перед скобкой появился вследствие того, что обход контура γ_{1+} происходит по часовой стрелке (в отрицательном направлении). Но функция $\xi^*(s)$ в правой полуполосе, ширина которой $j\omega_r$, имеет κ полюсов. Здесь κ — такое же число полюсов, как и у функции $\xi(s) = 1 + W(s) = [N(s) + M(s)]/N(s)$, поскольку такое же количество полюсов в этой полуполосе имеет функция $W(s)$, а с ее знаменателем совпадает знаменатель функции $\xi(s)$. Следовательно, $P = \kappa$, и признаком того, что в правой полуполосе нет нулей функции $\xi^*(s)$, явилось бы выполнение равенства

$$n' = \kappa \quad (4.9)$$

[см. (4.8)].

Если исходным для анализа устойчивости является описание импульсной системы (см. рис. 3.5) на языке z -преобразований [см. (3.15)], то

$$\xi(z) = 1 + W(z), \quad (4.10)$$

$$W(z) = \frac{M(z)}{N(z)} = \frac{b_m z^m + \dots + b_0}{a_n z^n + \dots + a_0}. \quad (4.11)$$

Тогда для описания функции $\xi(z)$ потребуется другая пара плоскостей (рис. 4.7). Но, учитывая (2.28) $z = e^{\tau_r s}$ и определение (2.21), получим

$$\left[\xi(z) \right]_{z=e^{\tau_r s}} = \xi^*(s).$$

Иными словами, функция $\xi(z)$ содержит в себе информацию о функции $\xi^*(s)$, в том числе и о той кривой, которая получается на плоскости $\xi^*(s)$ при изменении s вдоль контура γ_{1+} :

$$\left\{ \left[\xi(z) \right]_{z=e^{\tau_r s}} \right\}_{s \rightarrow \gamma_{1+}} = \{ \xi^*(s) \}_{s \rightarrow \gamma_{1+}}. \quad (4.12)$$

Но

$$\left\{ \begin{matrix} [\xi(z)] \\ z = e^{\tau_r s} \\ s \rightarrow \gamma_{1+} \end{matrix} \right\} = [\xi(z)] = [\xi(z)]_{z=z_{\gamma_{1+}}} ,$$

$$\left\{ \begin{matrix} [z = \tau_r s] \\ s \rightarrow \gamma_{1+} \end{matrix} \right\}$$

где обозначено

$$z_{\gamma_{1+}} = (e^{\tau_r s})_{s \rightarrow \gamma_{1+}} = \gamma'_{1+} \quad (4.13)$$

— тот закон изменения z (тот контур на плоскости z), который соответствует изменению s вдоль контура γ_{1+} . Тогда выражение (4.12) примет вид

$$[\xi(z)]_{z \rightarrow z_{\gamma_{1+}}} = [\xi(s)]_{s \rightarrow \gamma_{1+}} \quad (4.14)$$

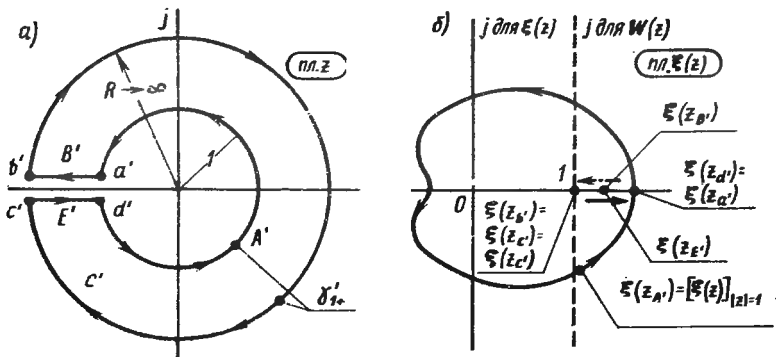


Рис. 4.7

Соотношение (4.14) означает, что кривая, описываемая концом вектора $\xi(z)$ на плоскости $\xi(z)$ при изменении z вдоль контура $z_{\gamma_{1+}} = \gamma'_{1+}$, совпадает по форме с кривой, описываемой концом вектора $\xi^*(s)$ на плоскости $\xi^*(s)$ при изменении s вдоль контура γ_{1+} . Следовательно, об устойчивости импульсной системы (см. рис. 3.5) можно судить на основании (4.9), если располагать кривой $[\xi(z)]$. Для построения этой кривой требуется найти контур $z_{\gamma_{1+}}$, который согласно (4.13) есть та кривая, в которую отображается контур γ_{1+} плоскости s на плоскость z .

Точка $d(s_a = 0 - j\frac{\omega r}{2})$ плоскости s (см. рис. 4.6) отобразится в соответствии с (2.28) в точку $d'z_a = 1 \cdot e^{-j\pi}$ плоскости z (рис. 4.7, а). Движение точки s вдоль прямой $da \equiv A$ контура γ_{1+} отобразится на плоскость z в движение вдоль окружности $d'a' \equiv A'$ единичного радиуса против часовой стрелки (фаза вектора z увеличивается вследствие увеличения мнимой части, см. также § 2.5, свойство 2, п. «в»). Движение вдоль полупрямой $ab \equiv B$ отобразится в движение вдоль полупрямой $a'b' \equiv B'$, так как на всем этом отрезке $\text{Im } s = \text{Im } s_a = j\omega_r/2$ (поэтому там $\arg z =$

$= \arg z_a = \pi$), а $\operatorname{Re} s$ изменяется от 0 до ∞ (поэтому $|z|$ изменяется от 1 до ∞). Движение вдоль дуги $bc \equiv C$ отобразится в движение вдоль окружности бесконечного радиуса $b'c' \equiv C'$ по часовой стрелке. Наконец, движение вдоль полупрямой $cd \equiv E$ отобразится в движение вдоль полупрямой $c'd' \equiv E'$. Таким образом, контур γ_{1+} , охватывающий по часовой стрелке правую полуплоску шириной $j\omega_r$ плоскости s , отобразился в контур γ'_{1+} , охватывающий (также по часовой стрелке) всю плоскость z , за исключением круга единичного радиуса.

Теперь можем проследить, как ведет себя функция $\xi(z)$ при изменении z вдоль отдельных участков контура γ'_{1+} (исследовать кривую $[\xi(z)]_{z \rightarrow \gamma'_{1+}}$).

Когда z меняется вдоль окружности C' , то $|z| = \infty$. Так как

$$\xi(z) = 1 + W(z) = \frac{N(z) + M(z)}{N(z)},$$

то

$$[\xi(z)]_{z \rightarrow c'} \begin{cases} = \frac{a_n + b_{m1}}{a_n} = \text{const, если } m = n; \\ = \frac{a_n}{a_n} = 1, & \text{если } m < n \end{cases}$$

[см. (4.10), (4.11)]. Иными словами, вектор $\xi(z)$ в этом случае не вращается.

Пусть при изменении z вдоль полупрямой E' от точки c' к точке d' вектор $\xi(z)$ своим концом опишет некоторую кривую $\xi(z_{E'})$ (см. жирную стрелку на рис. 4.7, б). Вследствие того, что переменная z должна изменяться вдоль всего контура γ'_{1+} , ей предстоит принимать значения и вдоль прямой B' от точки a' к точке b' . Иначе говоря, переменная z будет принимать те же значения, что и на отрезке E' , но в обратном порядке. Вследствие этого вектор функции $\xi(z_{B'})$ своим концом пройдет по кривой $\xi(z_{E'})$, но в обратном по отношению указанному жирной стрелкой направлении (см. штрихпунктирную стрелку на рис. 4.7, б). Отсюда суммарное изменение фазы вектора $\xi(z)$ при движении z вдоль отрезков E' и B' окажется равным 0.

Таким образом, все окончательные изменения фазы вектора $\xi(z)$ при изменении z вдоль контура γ'_{1+} происходят, когда z принимает значения, которые соответствуют значениям окружности единичного радиуса A' , т. е. когда $\xi(z)$ становится функцией $[\xi(z)]_{|z|=1}$. Следовательно, именно последняя функция должна сделать n оборотов вокруг своего начала координат, если исследуемая импульсная система устойчива в дискретные моменты времени, кратные τ_r .

Но согласно (4.10), годограф функции

$$[\xi(z)]_{|z|=1} = 1 + [W(z)]_{|z|=1} \quad (4.15)$$

— это смещенная на единицу вправо z -амплитудно-фазовая частотная характеристика (z -АФЧХ) разомкнутой импульсной системы, так как кривая, описываемая концом вектора $[W(z)]_{|z|=1}$, называется z -АФЧХ. Причина такого названия в том, что кривая $[W(z)]_{|z|=1} = [W(z)]_{z \rightarrow A'}$ (полученная по z -передаточной функции) имеет ту же форму, что и кривая $[W^*(s)]_{s \rightarrow A'} = [W^*(j\omega)] - \frac{\omega_r}{2} < \omega < \frac{\omega_r}{2}$, которая является АФЧХ импульсной разомкнутой системы (см. определение АФЧХ в [1]). Поэтому

$$[W(z)]_{|z|=1} = [W^*(j\omega)]_{-\frac{\omega_r}{2} < \omega < \frac{\omega_r}{2}} \quad (4.16)$$

— z -АФЧХ разомкнутой импульсной системы.

Итак, из (4.15) видно, что если рассматривать кривую $[\xi(z)]_{z \rightarrow A'}$ относительно осей координат, образованных вещественной осью плоскости $\xi(z)$ и смещенной на единицу вправо ее мнимой осью (см. пункт на рис. 4.7, б), то она окажется z -АФЧХ разомкнутой системы (см. рис. 3.5). Обратное: точка с координатами $(-1, j0)$ плоскости $W(z)$ (рис. 4.8) является началом координат для той координатной системы, в которой кривая $[W(z)]_{|z|=1}$ становится кривой $[\xi(z)]_{|z|=1}$. (Поэтому точка $(-1, j0)$ плоскости $W(z)$ называется критической точкой.) В связи с чем число оборотов z -АФЧХ разомкнутой импульсной системы относительно критической точки равно числу оборотов кривой $[\xi(z)]_{|z|=1}$ относительно ее начала координат.

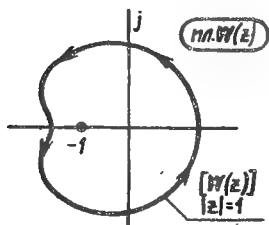


Рис. 4.8

Теперь можно сформулировать z -аналог критерия устойчивости Найквиста—Михайлова.

Если разомкнутая импульсная система (см. рис. 3.5) неустойчива и имеет передаточную функцию $W(z)$ с k полюсами, находящимися вне круга единичного радиуса, то для устойчивости этой импульсной системы в дискретные моменты времени, кратные τ_r , в замкнутом состоянии необходимо и достаточно, чтобы z -АФЧХ разомкнутой системы охватывала критическую точку с координатами $(-1, j0)$ k раз в положительном направлении.

Выводы 3,4 из примера 3.2 дают возможность утверждать, что с помощью z -аналога критерия устойчивости Найквиста—Михайлова можно исследовать устойчивость в дискретные моменты времени, кратные τ_r , импульсных систем и более общего, чем представленного на рис. 3.5, вида, но приближенно. Материал § 3.1 позволяет утверждать, что оба рассмотренных критерия позволяют точно исследовать устойчивость чисто импульсных систем.

Пример 4.2. С помощью z -аналога критерия устойчивости Найквиста—Михайлова исследовать устойчивость импульсной системы (рис. 3.5), в которой

$$W_1(s) = k/(s(s+1)).$$

В соответствии с формулировкой критерия нужно располагать z -АФЧХ разомкнутой системы и знать число полюсов ее z -передаточной функции, расположенных вне круга единичного радиуса.

С учетом (3.8) получим

$$\begin{aligned} W_1(z) \triangleq Z[W(s)] &= Z\left[\frac{k}{s(s+1)}\right] = Z\left[\frac{k}{s} - \frac{k}{s+1}\right] = \frac{kz}{z-1} - \frac{kz}{z-e^{-\tau_r}} = \\ &= \frac{kz(1-e^{-\tau_r})}{(z-1)(z-e^{-\tau_r})} \end{aligned}$$

(см. табл. 2.1).

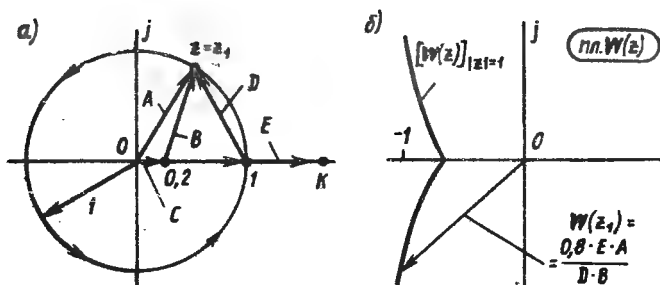


Рис. 4.9

Пусть $\tau_r = \frac{\pi}{2} \text{ с} = 1,57 \text{ с}$, тогда $e^{-\tau_r} \cong 0,2$ и

$$W(z) = \frac{0,8kz}{(z-1)(z-0,2)}. \quad (4.17)$$

Отсюда видно, что функция $W(z)$ не имеет полюсов вне круга единичного радиуса (ее полюсы $z_1 = 1$; $z_2 = 0,2$), т. е. $\kappa = 0$. z -АФЧХ разомкнутой импульсной системы есть функция $[W(z)]_{|z|=1}$ — отображение круга единичного радиуса плоскости z (рис. 4.9, а) на плоскость $W(z)$ (рис. 4.9, б).

Из рис. 4.9, а видно, что векторы

$$A = z_1; B = z_1 - 0,2; D = z_1 - 1; E = k.$$

Они представляют собой те значения сомножителей числителя и знаменателя в (4.17), которые входят в состав искомой z -АФЧХ при значении $z = z_1$. Иначе говоря, информация о векторе $W(z_1)$, принадлежащем плоскости $W(z)$, может быть получена путем перемножения или деления векторов A, B, D, E , легко строющихся на плоскости z . Поскольку точка z_1 выбрана на окружности единичного радиуса произвольно, указанный алгоритм получения сомножителей z -АФЧХ справедлив для любой ее точки z . В связи с этим построение z -АФЧХ сводится к соответствующему перемножению (делению) этих векторов (рис. 4.9, б).

Операция перемножения (деления) векторов не совсем удобна из-за того, что она является не чисто графической, а графо-аналитической: нужно измерить длины векторов, перемножить (разделить) полученные величины и отложить результат в направлении, которое определяется суммой (разностью) фаз векторов сомножителей (делимого и делителя). Поэтому z -АФЧХ чаще строят на основании (4.16), пользуясь (2.18) для дискретного преобразования Лапласа, при формальной замене s на $j\omega$:

$$[W(z)]_{|z|=1} = [W^*(s)]_{s=j\omega} = \left[\frac{1}{\tau_r} \sum_{v=-\infty}^{\infty} W(j\omega + jv\omega_r) \right]_{-\frac{\omega_r}{2} < \omega < \frac{\omega_r}{2}} \quad (4.18)$$

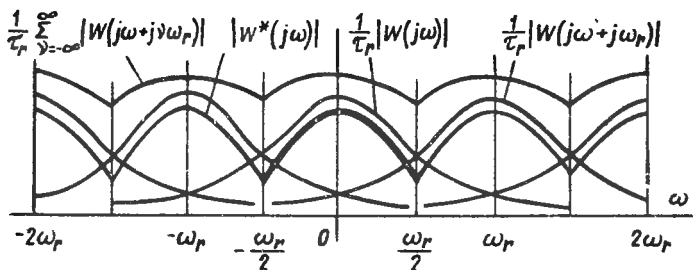


Рис. 4.10

z -АФЧХ определяется с высокой степенью точности функцией $W^*(j\omega)$, равной сумме конечного числа слагаемых, из выражения (4.18):

$$[W(z)]_{|z|=1} \cong W_{n_1}^*(j\omega) = \frac{1}{\tau_r} \sum_{v=-n_1}^{n_1} W(j\omega + jv\omega_r). \quad (4.19)$$

Причиной этого факта является то, что полоса пропускания непрерывной системы $W(j\omega)$ ограничена, так и то, что z -АФЧХ есть функции $W^*(j\omega)$ лишь на интервале частот от $-\omega_r/2$ до $\omega_r/2$ [см. (4.18)]. Амплитудная z -частотная характеристика, соответствующая z -АФЧХ, выделена на рис. 4.10 жирной линией; относительно несовпадения кривых $|W^*(j\omega)|$ и $\frac{1}{\tau_r} \sum_{v=-\infty}^{\infty} |W(j\omega + jv\omega_r)|$ см. замечание 2.3.).

Пусть, например, $k = 1$, $n_1 = 1$. Так как $\tau_r = \pi/2$, $\omega_r = 2\pi/2/\pi = 4 \frac{1}{c}$, то

$$W_{n_1}^*(j\omega) = 0,64 [W(j\omega - j4) + W(j\omega) + W(j\omega + j4)].$$

Если АФЧХ непрерывной части $W(j\omega)$ задана (см. сплошную линию на рис. 4.11), то для нахождения любой точки кривой $W_{n_1}^*(j\omega)$ достаточно сложить все три известных вектора. Например, для $\omega = 1$:

$$\begin{aligned} W_{n_1}^*(j1) &= 0,64 [W(j1 - j4) + W(j1) + W(j1 + j4)] = \\ &= 0,64 [W(-j3) + W(j1) + W(j5)]. \end{aligned}$$

Проделав эту операцию для нужного числа точек, получим кривую $W_{n_1}^*(j\omega)$ (см. пунктир на рис. 4.11).

Выполним аналогичные построения при $n_1 = 2$.

$$W_{n_2}^*(j\omega) = 0,64 [W(j\omega - j8) + W_{n_1}^*(j\omega) + W(j\omega + j8)].$$

Проведя вычисления в нужном числе точек [например, для точки $j\omega = j1$ $W_{n_2}^*(j1) = 0,64 W(-j7) + W_{n_1}^*(j1) + 0,64 W(j9)$], получим кривую (штрихпунктир на рис. 4.11). Отсюда видно, что кривые $W_{n_1}^*(j\omega)$ и $W_{n_2}^*(j\omega)$ отличаются мало; следовательно, в формуле (4.19) можно принять $n_1 = 1$, тем более можно принять $n_1 = 2$. Поэтому можно считать, что функция $W_{n_2}^*(j\omega)$ в необходимой мере точно представляет z-АФЧХ.

Выполненная процедура и определяет содержание инженерного метода выбора величины n_1 .

В данном случае z-АФЧХ имеет бесконечные ветви при $j\omega = 0$. Это объясняется наличием в составе разомкнутой системы интегрирующего.

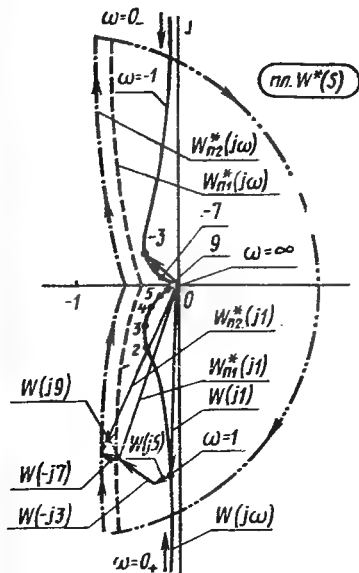


Рис. 4.11

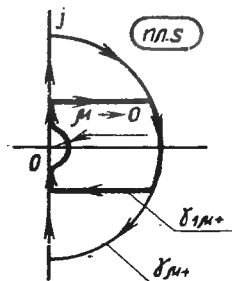


Рис. 4.12

звена. В теории непрерывных систем этот факт требует модернизации критерия устойчивости Найквиста—Михайлова применительно к случаю астатических систем [1], поскольку контур γ_+ (см. рис. 4.6) проходит через особую точку функции $\xi(s)$ (через полюс при $s = 0$), и принцип аргумента для указанного контура несправедлив.

Модернизация получалась как следствие изменения контура γ_+ на контур $\gamma_{\mu+}$ (рис. 4.12), который отличается от первого тем, что особая точка в начале координат обходится по дуге бесконечно малого радиуса μ . Движению s вдоль дуги μ соответствует перемещение точки на плоскости $\xi(s)$ вдоль дуги бесконечно большого радиуса по часовой стрелке на угол $\nu\mu$, где ν — число интеграторов в разомкнутой системе.

Требуется модернизация и в данном случае, так как точка $s = 0$ является особой и здесь ее проходит контур γ_{1+} (см. рис. 4.6). Контур $\gamma_{1\mu+}$ (рис. 4.12) отличается от контура γ_{1+} (см. рис. 4.6) дугой μ бесконечно малого радиуса. Поэтому достаточно рассмотреть, как ведет себя функция $W^*(s)$ астатической ν -го порядка системы на дуге μ , чтобы с учетом уже известной информации составить представление о ее поведении на всем контуре $\gamma_{1\mu+}$.

Согласно (2.18),

$$W^*(s) = \dots + W(s - j2\omega_r) + W(s - j\omega_r) + \\ + W(s) + W(s + j\omega_r) + W(s + j2\omega_r) + \dots$$

Так как значения $s = s_\mu$ на контуре μ малы, то

$$W^*(s_\mu) = \dots + W(-j2\omega_r) + W(-j\omega_r) + \\ + W(s_\mu) + W(j\omega_r) + W(j2\omega_r) + \dots \quad (4.20)$$

Для астатической системы ν -го порядка $W(s) = W_0(s)/s^\nu$, где $W_0(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_0}{a_{n_1} s_{n_1} + \dots + a_{01}}$ — часть передаточной функции разомкнутой системы, не содержащая свободного сомножителя s .

Если

$$s_\mu = A_{s_\mu} e^{j\varphi_{s_\mu}},$$

то

$$W(s_\mu) = W_0(0)/s_\mu^\nu = b_0 e^{-j\nu\varphi_{s_\mu}}/a_{01} A_{s_\mu}^\nu. \quad (4.21)$$

Представим вектор $W(s_\mu)$ в показательной форме

$$W(s_\mu) = A_{W_\mu} e^{j\varphi_{W_\mu}}.$$

Сравним полученное выражение с правой частью (4.21). В результате имеем

$$\left. \begin{aligned} A_{W_\mu} &= \frac{b_0}{a_{01} A_{s_\mu}^\nu} \rightarrow \infty, \text{ так как } A_{s_\mu} \rightarrow 0, \\ \varphi_{W_\mu} &= -\varphi_{s_\mu} \nu = -\pi\nu, \text{ так как } \varphi_{s_\mu} = \pi. \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

(размерность углов — в рад).

Остальные слагаемые бесконечной суммы (4.20) конечны, причем вследствие ограниченности полосы пропускания разомкнутой системы с удалением от члена $W(s_\mu)$ налево и направо они все более убывают. Таким образом, определяющим в функции $W^*(s_\mu)$ является слагаемое $W(s_\mu)$, а оно, как следует из (4.22), представляет собой дугу бесконечно большого радиуса длиной $\pi\nu$ радиан при движении по часовой стрелке.

Следовательно, в данном примере устойчивость, которую находим с помощью z -аналога критерию устойчивости Найквиста—Михайлова, нужно определять не по z -АФЧХ, а по кривой, получаемой из z -АФЧХ добавлением к ней дуги $\pi\nu$ радиан. В этом случае начало дуги совмещается с точкой $W(j0_-)$, и при движении по часовой стрелке ее конец попадает в точку $W(j0_+)$ (см. двойной штрихпунктир на рис. 4.11). Указанная операция выполняется аналогично тому, как это делается и в случае непрерывных систем (см. [1]). Поскольку $\kappa = 0$ и кривая, образованная штрихпунктирной и двойной штрихпунктирной линиями (см. рис. 4.11), не охватывает критической точки, то исследуемая система при $k = 1$ устойчива и в замкнутом состоянии в дискретные моменты времени, кратные τ_r .

Если принять $k = 10$, то z -АФЧХ, не меняя своей формы, расширится (векторы, соответствующие ее значениям при всех ω , увеличатся в 10 раз) и указанная кривая охватит критическую точку. Тогда замкнутая система окажется неустойчивой.

4.3. z -АНАЛОГИ АНАЛИТИЧЕСКИМ КРИТЕРИЯМ УСТОЙЧИВОСТИ

Пусть задан z -характеристический полином импульсной системы

$$D(z) = a_0 z^n + \dots + a_n. \quad (4.23)$$

Функция

$$D^*(s) = [D(z)]_{z=e^{\tau_r s}} \quad (4.24)$$

системы, устойчивой в дискретные моменты времени, кратные τ_r , должна содержать все нули в ЛПП плоскости s . Тогда, согласно свойству 2, п. «в» § 2.5, функция $D(z)$ устойчивой импульсной системы должна содержать все нули внутри круга единичного радиуса.

Известные из непрерывного линейного анализа аналитические критерии по коэффициентам полинома позволяют установить тот факт, что все его корни расположены в ЛПП плоскости корней. Очевидно, эти критерии можно использовать и в нашем случае, если с помощью какой-то замены переменных от полинома (4.23) перейти к другому полиному, у которого ЛПП новой переменной соответствует кругу единичного радиуса на плоскости переменной z . Такая замена существует [4]:

$$z = (w + 1)/(w - 1). \quad (4.25)$$

Правда, полином (4.23) в результате замены (4.25) превращается в дробно-рациональное выражение $D(w)$ относительно переменной w . Но корням полинома $D(z)$ отвечают нули функции $D(w)$, т. е. корни ее числителя, представляющего собой полином относительно переменной w . Например, для случая $n = 1$, когда

$$\begin{aligned} D(z) &= a_0 z + a_1; \\ D(w) &= a_0 \frac{w+1}{w-1} + a_1 = \frac{a_0 w + a_0 + a_1 w - a_1}{w-1} = \\ &= \frac{(a_0 + a_1) w + (a_0 - a_1)}{w-1} = \frac{b_0 w + b_1}{w-1}, \end{aligned} \quad (4.26)$$

где

$$b_0 = a_0 + a_1; \quad b_1 = a_0 - a_1. \quad (4.27)$$

Круг единичного радиуса переменной z отображается в ЛПП новой переменной s также и заменой переменной согласно (4.24), но полином (4.23) после замены переменной (4.24) оказывается по отношению к s уже не полиномом.

Таким образом, аналитические критерии, например критерий Гурвица, в котором используются коэффициенты полинома числителя функции $D(w)$, позволяет исследовать устойчивость в дискретные моменты времени, кратные τ_r , исходной импульсной системы. Иначе говоря, указанный критерий является w -аналогом аналитическому критерию устойчивости Гурвица. Поскольку коэффициенты полинома числителя функции $D(w)$ есть известные функции коэффициентов исходного полинома $D(z)$ [см., например, (4.27)], то условия, входящие в w -аналог критерию устойчивости Гурвица, могут быть выражены через коэффициенты исходного полинома $D(z)$, после чего он станет z -аналогом этому критерию.

Для $n = 1$, например, нужно рассматривать [см. (4.26)] полином $b_0 w + b_1$. Необходимые и достаточные условия устойчивости системы с указанным характеристическим полиномом, которые являются необходимыми и достаточными условиями устойчивости в дискретные моменты времени, кратные τ_r , исходной импульсной системы с z -характеристическим уравнением $a_0 z + a_1$, таковы (см. [1]):

$$b_0 > 0, \quad b_1 > 0.$$

Эти условия с помощью соотношений (4.27) выразим через коэффициенты исходной системы. В результате получим

$$a_0 + a_1 > 0; \quad a_0 - a_1 > 0.$$

Ниже приведены аналогичным образом полученные условия для импульсных систем 2-го и 3-го порядков [5]:

$$n = 2,$$

$$a_2 + a_1 + a_0 > 0, \quad a_2 - a_1 + a_0 > 0; \quad a_2 - a_0 > 0;$$

$$n = 3,$$

$$a_3 + a_2 + a_1 + a_0 > 0; \quad a_3 - a_2 + a_1 - a_0 > 0;$$

$$a_3(a_3 - a_1) - a_0(a_0 - a_2) > 0; \quad 3(a_3 + a_0) - a_2 - a_0 > 0.$$

Глава 5. СИНТЕЗ ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ

Синтез дискретной системы здесь понимается как синтез корректирующего устройства, обеспечивающего требуемый характер работы импульсной системы (устойчивость, качество). Иными словами, предполагается, что так называемый приборный синтез уже проведен: элементы и структура регулятора, обеспечивающего принцип действия системы, выбраны и согласованы в смысле обеспечения технических условий их нормальной работы при совместном включении. Объект и часть регулятора, полученная на этапе приборного синтеза, называются обычно неизменяемой частью системы или просто неизменяемой системой.

Пусть неизменяемую часть дискретной системы можно представить структурной схемой (рис. 5.1), где $W_e(s)$ — передаточная функция экстраполятора, $W_H(s)$ — известная передаточная функция непрерывной части разомкнутой неизменяемой дискретной системы.

Нужно осуществить так называемый динамический синтез: ввести такие добавочные устройства, которые, не нарушив принципиальной работоспособности системы, обеспеченной на этапе приборного синтеза, улучшили бы качество ее работы, т. е. осуществили коррекцию работы системы. В связи с этим указанные устройства называются корректирующими.

Как прямые, так и косвенные оценки показателей качества импульсных систем [5—9, 11] можно получить, опираясь на взаи-

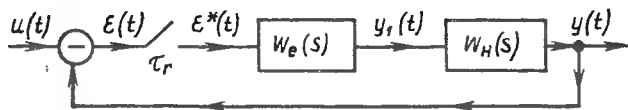


Рис. 5.1

мосвязь преобразования Лапласа, z -преобразования и дискретного преобразования Лапласа, которая рассмотрена в § 2.5. Не менее удобно, однако, найти приближенно (если это импульсная система) или точно (если это чисто импульсная система) первичные показатели качества: время переходного процесса $T_{п-п}$, перерегулирование σ (в процентах), установившуюся ошибку $\epsilon(\infty)$ и др. [1] непосредственно из дискретной переходной функции $h^*(t)$, тем более, что она легко вычисляется по ее z -преобразованию.

Если известна z -передаточная функция импульсной системы $\Phi(z)$, то, поскольку z -преобразование единичной ступенчатой функции равно $z/(z-1)$, z -преобразование переходной функции

$$H(z) = z \Phi(z) / (z-1).$$

Выполним деление полинома числителя этого дробно-рационального выражения на знаменатель, получим $h^*(t)$ (см. § 2.5, свойство 4).

Если переходный процесс длительный, то его рациональнее определить с помощью операции обратного z -преобразования, выполняемой с использованием свойств z -преобразования и табл. 2.1, либо с помощью формулы обращения (2.35).

Из теории непрерывных систем [1, 12] известно, что бывает коррекция последовательная, параллельная, коррекция типа «обратная связь», смешанная. С математических позиций все они эквивалентны в том смысле, что корректирующему контуру одного типа может быть найден равноценный ему по действию на передаточную функцию корректируемой системы корректирующий контур

другого типа. Поэтому рассмотрим любую одну из коррекций, например последовательную, как наиболее удобную с аналитической точки зрения.

Последовательную коррекцию в случае дискретных систем можно осуществлять двумя принципиально различными путями (рис. 5.2, 5.3). На рис. 5.2 показана последовательная коррекция, осуществляемая чисто импульсным корректирующим устройством, на рис. 5.3 — непрерывным.

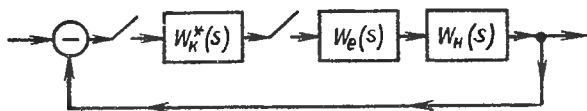


Рис. 5.2



Рис. 5.3

Поскольку системы, представленные на рис. 5.2, 5.3, непрерывно-дискретные, их точный расчет, а следовательно, и точный расчет корректирующего контура, в них входящего, требует особых методов (см. вывод 4 из примера 3.2, а также § 4.1).

С помощью преобразования Лапласа и z -преобразования при некоторых условиях можно проводить приближенный расчет этих систем. Здесь рассматриваются методы синтеза дискретных систем, основывающиеся на подходах, используемых при синтезе непрерывных САУ [1, 12], который мы считаем читателю хорошо известен.

5.1. ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОНТУРА С ПОМОЩЬЮ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА

Расчет при соблюдении условия теоремы Котельникова. Пусть соблюдаются три условия: а) условие теоремы Котельникова (2.20) по отношению к сигналу $\varepsilon(t)$ (см. рис. 5.1)

$$\omega_r/2 > \omega_0, \quad (5.1)$$

где ω_0 — ширина спектра сигнала $\varepsilon(t)$; б) условие (3.17)

$$\omega_r/2 > \omega_{ср}, \quad (5.2)$$

где $\omega_{ср}$ — частота среза частотной характеристики непрерывной части разомкнутой системы (см. рис. 5.1); в) условие достаточно

крутого спада АЧХ этой системы в районе ω_{cp} (см. вывод 4 из примера 3.2).

Тогда импульсная система (см. рис. 5.1) по отношению к сигналам $u(t)$ и $y(t)$ ведет себя как некоторая непрерывная. Поэтому можно предложить приближенный метод синтеза последовательного корректирующего контура, который тем более точен, чем надежнее выполняются перечисленные условия. Содержание этого метода описывают указанные ниже этапы.

Э т а п 1. Заменяем ключ и реальный экстраполятор непрерывным устройством с передаточной функцией $W_a(s)$, поскольку именно это соединение обладает свойством при $\tau_r \rightarrow 0$ переходить в непрерывное (см. замечание 3.1).

Передаточную функцию $W_a(s)$ определяем, исходя из следующих соображений. На вход экстраполятора поступает импульсный сигнал $\epsilon^*(t)$ (см. рис. 5.1). Поэтому

$$Y_1(j\omega) = E^*(j\omega) W_e(j\omega) = \left[\frac{1}{\tau_r} \sum_{v=-\infty}^{\infty} E(j\omega + jv\omega_r) \right] W_e(j\omega). \quad (5.3)$$

Вследствие условия (5.2) через непрерывную часть $W_n(j\omega)$ пройдет лишь часть спектра (5.3) в диапазоне частот от 0 до $\omega_r/2$. Вследствие выполнения условия (5.1) в этом диапазоне частот (см. рис. 2.3, 2.5)

$$\sum_{\substack{v=-\infty \\ 0 < \omega < \omega_r/2}}^{\infty} E(j\omega + jv\omega_r) = E(j\omega) \quad 0 < \omega < \omega_r/2. \quad (5.4)$$

Поэтому

$$Y_1(j\omega) = (1/\tau_r) E(j\omega) W_e(j\omega). \quad (5.5)$$

Поскольку элемент с передаточной функцией $W_a(s)$ должен стоять между сигналами $\epsilon(t)$ и $y_1(t)$, то, по определению, $W_a(s) \triangleq Y_1(s)/E(s)$, и из (5.5) имеем

$$W_a(j\omega) = Y_1(j\omega)/E(j\omega) = (1/\tau_r) W_e(j\omega). \quad (5.6)$$

Выполнимость условия (5.1) в данном случае можно оценить следующим образом. Известно, что $E(s) = \Phi_e(s)U(s)$, где $\Phi_e(s)$ — передаточная функция ошибки замкнутой непрерывной системы.

При исследовании переходной функции следящей системы, в которой непрерывной частью неизменяемой системы является, например, электродвигатель

$$W_n(s) = W_{дв}(s) = k/(s(Ts + 1)); \quad U(s) = 1/s,$$

передаточная функция ошибки

$$\begin{aligned}\Phi_e(s) &= \frac{1}{1+W_H(s)} = \frac{1}{1 + \frac{k}{s(Ts+1)}} = \\ &= \frac{s(Ts+1)}{Ts^2+s+k} = \frac{\frac{1}{k}s(Ts+1)}{\frac{T}{k}s^2 + \frac{1}{k}s + 1}.\end{aligned}$$

Если $k = 100$, $T = 0,1$, то

$$\Phi_e(s) = \frac{0,01s(0,1s+1)}{0,001s^2 + 0,01s + 1}.$$

Сигнал ошибки

$$E(s) = \frac{1}{s} \Phi_e(s) = \frac{0,01(0,1s+1)}{0,001s^2 + 0,01s + 1}$$

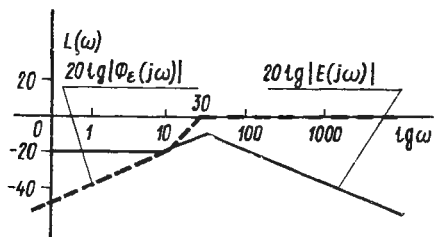


Рис. 5.4

имеет ограниченный амплитудный спектр (рис. 5.4, исключая пунктир), хотя полоса пропускания этой системы по сигналу ошибки и бесконечна (рис. 5.4, пунктир).

Используем в качестве экстраполятора экстраполятор нулевого порядка, частотная характеристика которого (см. (3.34), (3.35)) такова:

$$W_{e0}(j\omega) = \tau_r \frac{\left| \sin \frac{\omega\tau_r}{2} \right|}{\left| \frac{\omega\tau_r}{2} \right|} e^{-j\frac{\omega\tau_r}{2}}.$$

Учтем, что при малых значениях аргумента, например, тех, которые принадлежат указанному в (5.4) диапазону $(0, \frac{\omega_r}{2})$,

$$\left| \sin \frac{\omega\tau_r}{2} \right| / \left| \frac{\omega\tau_r}{2} \right| \cong 1$$

(см. [4]), формула (5.6) примет вид

$$W_a(j\omega) = e^{-j\omega\frac{\tau_r}{2}}.$$

В результате получим, что передаточная функция

$$W_a(s) = e^{-s \frac{\tau_r}{2}},$$

т. е. ключ и экстраполятор нулевого порядка заменяются звеном чистого запаздывания на полпериода дискретности.

Аналогичным образом нетрудно показать, что для ключа и экстраполятора первого порядка $W_a(s) = 1$.

Э т а п 2. Проводим синтез последовательного корректирующего контура $W_k(s)$ известными из теории непрерывных САР методами [1, 12] для непрерывной системы, разомкнутая часть которой $W_{на}(s) = W_a(s)W_{нн}(s)$, полученной на этапе 1. Реализация коррек-

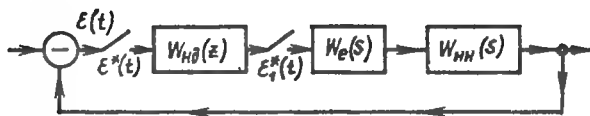


Рис. 5.5

ции в данном случае согласно схеме, приведенной на рис. 5.3, осуществляется, как и в случае непрерывных систем.

Э т а п 3. Проверяем, насколько удачно выполнен синтез. Для этого проводим анализ качества импульсной системы, изображенной на рис. 5.3. (Здесь $W_k(s)$ — передаточная функция вычисленного на этапе 2 контура.) Затем сравним показатели качества полученной импульсной системы с требуемыми.

Если неизменяемая часть системы содержит не только непрерывную $W_{нн}(s)$, но и дискретную часть $W_{нд}(z)$ (см. рис. 5.5), то, считая, что

$$W_{на}(s) = W_a(s) W_{нн}(s) W_{нд}(s),$$

рассмотренную методику синтеза можно распространить и на этот случай. Здесь

$$W_{нд}(s) = \frac{Z_s^{-1} \left[\frac{z}{z-1} W_{нд}(z) \right]}{s}$$

(см. 5.4), где $Z_s^{-1} \left[\frac{z}{z-1} W_{нд}(z) \right]$ обозначено преобразование Лапласа, соответствующее функции, заключенной в квадратных скобках. Таким образом, $W_{нд}(s)$ — передаточная функция непрерывного устройства, работа которого соответствует алгоритму работы ЦВМ, представленному z -передаточной функцией $W_{нд}(z)$.

Если условия теоремы Котельникова (5.1) нарушаются, то на интервале частот $0 < \omega < \frac{\omega_r}{2}$

$$Y_1(j\omega) = \frac{1}{\tau_r} \sum_{v=-\infty}^{\infty} E(j\omega + jv\omega_r) W_e(j\omega) \cong \\ \cong \frac{1}{\tau_r} \sum_{\substack{v=-n_1 \\ v \neq 0}}^{n_1} E(j\omega + jv\omega_r) W_e(j\omega) + \frac{1}{\tau_r} E(j\omega) W_e(j\omega).$$

(О возможности приближенной замены см. в примере 4.2. Если требуемая точность приближения достигается при $n_1 = 1$, то считаем, что условия (5.1) нарушаются не сильно.) Отсюда

$$W_{a_{n_1}}(j\omega) = \frac{Y_1(j\omega)}{E(j\omega)} \cong \frac{1}{\tau_r} W_e(j\omega) + \\ + \frac{1}{\tau_r} W_e(j\omega) \sum_{\substack{v=-n_1 \\ v \neq 0}}^{n_1} \frac{E(j\omega + jv\omega_r)}{E(j\omega)}.$$

Для экстраполятора первого порядка (см. (5.6) и этап 1 из (5.1):

$$W_{a_{n_1}}(j\omega) \cong 1 + \sum_{\substack{v=-n_1 \\ v \neq 0}}^{n_1} \frac{E(j\omega + jv\omega_r)}{E(j\omega)} = \\ = 1 + \frac{\sum_{\substack{v=-n_1 \\ v \neq 0}}^{n_1} E(j\omega + jv\omega_r)}{E(j\omega)}. \quad (5.7)$$

Используя (5.7) и подход, применяемый в примере 4.2 для построения кривой $W_{n_1}^*(j\omega)$, годограф функции $E(j\omega)$, построенный для $u(t) = 1[t]$,

$$E(j\omega) = U(j\omega) \Phi_e(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \Phi_e(j\omega) \cong \frac{1}{j\omega [1 + W_H(j\omega)]}, \quad (5.8)$$

который можно получить с помощью номограмм замыкания [1], учитывая, что условие (5.1) нарушается не сильно. Таким образом можно построить годограф $W_{a_{n_1}}(j\omega)$.

Чем сильнее нарушаются условия (5.1), (5.2), тем большее число n_1 членов влияет на передаточную функцию $W_{a_{n_1}}(s)$. Следовательно, увеличивается число операций, необходимых для получения

этой функции. (Метод определения требуемого значения n_1 в выражении $W_{a_{n1}}(s)$ остается таким же, что и при решении аналогичного вопроса, когда строится z -АФЧХ импульсной системы, см. рис. 4.11.) Однако основная причина погрешности и неудобства расчета корректирующего контура импульсной системы, выполняемого с помощью замены ключа и экстраполятора непрерывным устройством с передаточной функцией $W_{a_{n1}}(s)$, не только в том, что учтено влияние может быть недостаточного количества компонент-слагаемых сигнала $E^*(j\omega)$. Основная причина еще и в том, что эти компоненты зависят от входного сигнала $u(t)$, и от передаточной функции $\Phi_e(s)$ [см., например, формулу (5.8)]. Даже если зафиксировать $u(t)$, поскольку $\Phi_e(j\omega) = \frac{1}{1 + W_{a_{n1}}(j\omega)W_H(j\omega)}$, равенство (5.7) превращается в уравнение по отношению к $W_{a_{n1}}(j\omega)$.

Таким образом, следует признать, что такая методика синтеза дискретных САР при нарушении условий (5.1), (5.2) очень громоздка, неудобна и поэтому не эффективна.

5.2. ЛОГАРИФМИЧЕСКАЯ АМПЛИТУДНАЯ И ФАЗОВАЯ ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ [ЛАХ] ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

В классической теории непрерывных САР осуществлять синтез удобно потому, что он проводится на языке ЛАХ [1, 12]. В этой связи исследуем свойства ЛАХ импульсных систем.

Согласно (4.18), амплитудно-фазовая частотная характеристика (АФЧХ) импульсной системы на интервале одного ее полупериода

$$W^*(j\omega) = \frac{1}{T_r} \sum_{v=-\infty}^{\infty} W(j\omega + jv\omega_r), \quad 0 < \omega < \frac{\omega_r}{2}, \quad 0 < \omega < \frac{\omega_r}{2} \quad (5.9)$$

где $W(j\omega)$ — АФЧХ непрерывной части импульсной системы (см. рис. 3.5, исключая пунктир).

В примере 4.2 z -АФЧХ, которая и определяется (5.9), уже строилась. Алгоритм построения на основе (5.9) базировался на смещении амплитудной (см. рис. 4.10 и 5.6) и фазовой частотных характеристик непрерывной системы вдоль оси частот на величины, кратные ω_r . В результате этого получим смещенные левые ветви (СЛВ) характеристик. Части этих характеристик в диапазоне частот $(0, \frac{\omega_r}{2})$ являются теми добавочными компонентами (см. штрихпунктир и двойной штрихпунктир на рис. 5.6), из которых вместе с правой ветвью (ПВ) основного компонента-слагаемого складывается z -АФЧХ. (В дальнейшем отрезки смещенных ветвей в диапазоне $(0, \frac{\omega_r}{2})$ будем называть добавками.) Информация о добавках, соответствующих смещенным в сторону отрицательных частот компо-

нентам-слагаемым, легко получить на ПВ основного компонента-слагаемого. Например, первый такого рода добавок изображен на рис. 5.6 пунктиром, и его нужно только переместить в диапазон ω от 0 до $\frac{\omega_r}{2}$.

Использовать непосредственно этот способ получения добавок, соответствующих СЛВ, когда непрерывная часть системы представлена ЛАХ $L(\omega)$ (рис. 5.7), не удастся, так как возникают трудности при представлении с помощью ЛАХ левой ветви (ЛВ) кривой $|W(j\omega)|$, той ветви (см. рис. 5.6), которая смещением на $\frac{\omega_r}{2}$, превращаясь в СЛВ, дает, например, штрихпунктирный добавок. Ведь

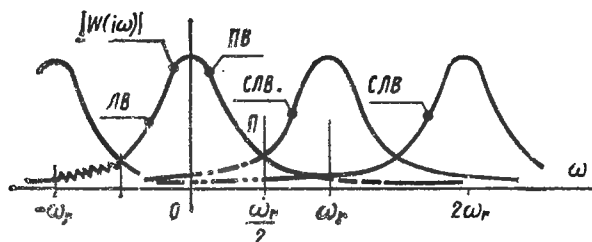


Рис. 5.6

точка ЛАХ, соответствующая $|W(j0)|$, находится в области «минус бесконечность», а логарифм отрицательных значений частот вообще не существует.

Однако информацию об этих добавках можно получить иначе. Действительно, ЛВ рассматриваемой характеристики симметрична ПВ. Следовательно, штрихпунктирный компонент, являющийся до смещения отрезком ЛВ (волнистая линия на рис. 5.6), симметричен соответствующему отрезку ПВ (жирная линия на рис. 5.6), который, как это видно из рис. 5.6, симметричен относительно прямой П (параллельной оси ординат, проходящей через точку $(\omega = \frac{\omega_r}{2})$ штрихпунктирному добавку. Таким образом, интересующий нас штрихпунктирный добавок можно получить зеркальным (относительно прямой П) отображением отрезка ПВ, расположенного правее указанной прямой.

Чтобы получить первый добавок, представленный на языке ЛАХ, достаточно зеркально отобразить высокочастотную часть ЛАХ относительно прямой, которая параллельна оси $L(\omega)$ и проходит через точку $\omega = \omega_r/2$. Чтобы получить второй добавок, нужно выполнить эту же операцию относительно прямой, проходящей через точку $\omega = \omega_r$, и т. д. При этом, правда, следует учитывать, что отображенный отрезок характеристики окажется несимметричным исходному, как это, казалось, должно быть (см. двойные линии на рис. 5.7, а, на котором принято $\omega_r = 40 \cdot 1/c$). В силу неравно-

мерности логарифмического масштаба отображенный отрезок характеристики растянут в сторону низких частот (см. одинарные, двойные и тройные штрихпунктирные линии на рис. 5.7, а).

Фазовые характеристики добавок нужно получать по фазовой характеристике непрерывной системы с помощью того же алгоритма, что и амплитудные. Только после отображения отрезков фазовых характеристик (см. волнистый одинарный, двойной и тройной

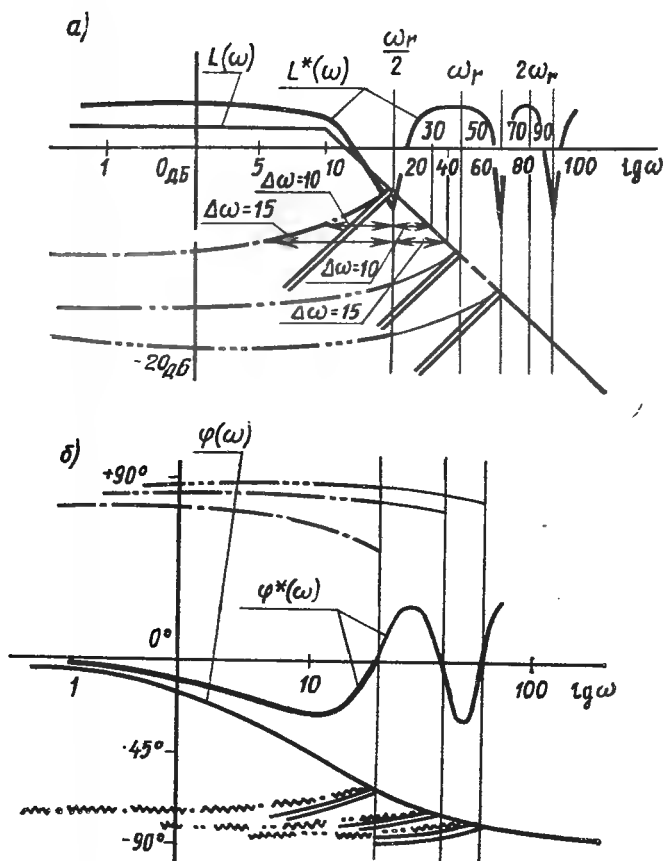


Рис. 5.7

штрихпунктир на рис. 5.7, б) в силу нечетности смещаемой функции $\varphi(\omega)$ у полученных кривых нужно изменить знак на обратный (см. одинарный, двойной и тройной штрихпунктир на рис. 5.7, б).

Теперь на интервале $(0, \frac{\omega_r}{2})$ нужно сложить АФЧХ, соответствующие исходной ЛАХ и ЛАХ в виде одинарного, двойного и тройного штрихпунктиров. Сделать это можно двумя способами.

1. По ЛАХ при фиксированном значении $\omega = \omega_1$ находим соответствующие им векторы $W(j\omega_1)$, $W(j\omega_1 + j\omega_r)$, $W(j\omega_1 + 2j\omega_r)$... на плоскости функций комплексной переменной. Геометрически складываем найденные векторы. Полученный вектор суммы есть $W^*(j\omega_1)$. Находим логарифмическое представление вектора $W^*(j\omega_1)$ и откладываем соответствующие ему точки на ЛАХ. Проведя указанные операции при других фиксированных значениях $\omega \in (0, \frac{\omega_r}{2})$, получим ЛАХ, соответствующую $W^*(j\omega)$.

2. Известно, что

$$W_1(s) + W_2(s) = \frac{W_2(s)}{\frac{W_2(s)}{W_1(s)} + 1}.$$

Отсюда ЛАХ суммы двух АФЧХ получают по ЛАХ слагаемых следующим образом: вычитают из ЛАХ $W_2(j\omega)$ результат обработки по номограмме замыкания разности ЛАХ $W_2(j\omega)$ и ЛАХ $W_1(j\omega)$.

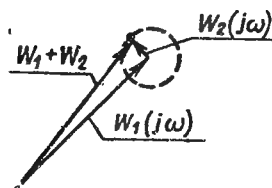


Рис. 5.8

Применив повторно один из указанных способов к полученной ЛАХ суммы $W_1(j\omega) + W_2(j\omega)$ и ЛАХ $W_3(j\omega)$, построим ЛАХ суммы трех АФЧХ и т. д.

Складывать ЛАХ одним из указанных способов, каждый из которых довольно громоздок, нужно в том случае, если модуль слагаемых разности $|\Delta L|$ не превосходит 20 дБ. В противном случае меньшим слагаемым можно пренебречь, так как условие $|\Delta L| = 20$ дБ означает, что модули слагаемых различаются в 10 раз, отчего их сумма приблизительно равна большему из слагаемых вне зависимости от фазы меньшего из них (рис. 5.8).

Выполнив сложение, получим (см. жирные линии на рис. 5.7) логарифмическое представление z-АФЧХ $[W(z)]_{|z|=1} = [W^*(j\omega)]_{0 < \omega < \frac{\omega_r}{2}}$

(см. рис. 4.11, правую ветвь жирной линии на рис. 4.10). Используя свойства симметричности и периодичности АФЧХ импульсной системы $W^*(j\omega)$, располагая логарифмическим представлением z-АФЧХ, можно легко построить всю ЛАХ импульсной системы $L^*(\omega)$, $\varphi^*(\omega)$.

Из рис. 5.7 видно, что ЛАХ импульсной системы потеряла основное свойство ЛАХ непрерывной системы — асимптотическое, т. е. асимптоты ЛАХ импульсных динамических звеньев и системы в целом отсутствуют. Использование асимптотического свойства ЛАХ непрерывных САР позволяло не только существенно облегчить по-

строение ЛАХ этих САР, но и находить их аналитическое описание по графическому представлению, в связи с чем желательно возродить асимптотическое свойство ЛАХ для импульсных систем.

Это можно сделать, так как информация обо всей ЛАХ импульсной системы содержится в отрезке этой характеристики, соответствующем частотному диапазону $(0, \frac{\omega_r}{2})$. Поэтому для возвращения асимптотических свойств достаточно от частоты ω перейти к такой новой переменной $\bar{\nu}$ (псевдочастоте), которая связана со старой так, что отрезок частот $(0, \omega_r/2)$ соответствует всей правой полуоси псевдочастоты $\bar{\nu}$. Эта связь может быть, например, такой:

$$\bar{\nu} = \operatorname{tg}(\omega \tau_r/2). \quad (5.10)$$

Действительно, при $\omega = 0$ $\bar{\nu} = 0$;
при $\omega = \omega_r/2 = \pi/\tau_r$ $\bar{\nu} = \infty$.

Если теперь перестроить график $L^*(\omega)$ применительно к новой переменной (рис. 5.9), то отрезок ω от 0 до $\omega_r/2$ «растянется» на всю правую полуось переменной $\bar{\nu}$, а вместе с ним до бесконечности «растянутся» и жирные кривые на рис. 5.7, а, б, к которым вследствие этого возвратятся асимптотические свойства. Кривые примут вид логарифмической амплитудной $L(\bar{\nu})$ и фазовой $\varphi(\bar{\nu})$ псевдочастотных характеристик (ЛАПЧХ, ЛФПЧХ).

Согласно положениям теории непрерывных систем [1], после аппроксимации ЛАХ непрерывной системы отрезками прямых, наклон которых кратен 20 дБ/дек, можно легко записать аналитическое выражение передаточной функции $W(s)$, где s — комплексная переменная, для которой частота ω является ее мнимой частью. Иначе говоря, $j\omega$ — значение s на мнимой оси:

$$\omega = [\operatorname{Im} s]_{\operatorname{Re} s = 0}.$$

Аналогично положениям теории непрерывных систем после аппроксимации кривой $L(\bar{\nu})$ отрезками прямых с наклонами, кратными 20 дБ/дек (где декада — десятикратное изменение псевдочастоты $\bar{\nu}$), запишем аналитическое выражение функции $W(w)$, соответствующее кривой $L(\bar{\nu})$. Это выражение является функцией такой комплексной переменной w , для которой псевдочастота $\bar{\nu}$ есть мнимая ее часть:

$$\bar{\nu} = [\operatorname{Im} w]_{\operatorname{Re} w = 0}. \quad (5.11)$$

Функция $W(w)$ называется w -передаточной функцией импульсной системы. В теории непрерывных САР $W(s)$ — такая функция пере-

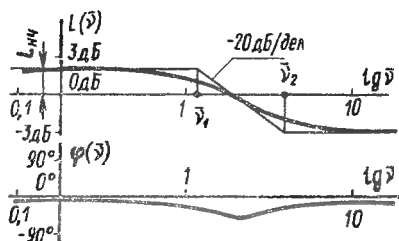


Рис. 5.9

менной s , что $20\lg|W(s)|_{s=j\omega} = L(\omega)$. В силу того, что функция $W(\omega)$ получена из $L(\bar{v})$ таким же образом, как $W(s)$ из $L(\omega)$, она обладает аналогичным функции $W(s)$ свойством:

$$20\lg|W(\omega)| = L(\bar{v}).$$

$\omega = j\bar{v}$

Из рис. 5.9 видно, что

$$W(\omega) = \frac{k \left(\frac{1}{v_1} \omega + 1 \right)}{\frac{1}{v_1} \omega + 1} = \frac{k(\tau \omega + 1)}{T \omega + 1}, \quad (5.12)$$

где

$$L_{нч} = 20\lg k; \quad \tau = \frac{1}{v_1}; \quad T = \frac{1}{v_1}.$$

Чтобы мнимые части переменных s и ω были связаны так, как указано в соотношении (5.10), сами переменные должны быть связаны следующим образом [4, 28]:

$$\omega = \frac{e^{\tau_r s} - 1}{e^{\tau_r s} + 1}. \quad (5.13)$$

Действительно, согласно формуле Эйлера,

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{(e^{\tau_r c} \cos \omega \tau_r - 1) + j \sin \omega \tau_r e^{\tau_r c}}{(e^{\tau_r c} \cos \omega \tau_r + 1) + j \sin \omega \tau_r e^{\tau_r c}} = \\ &= \frac{(e^{2\tau_r c} \cos^2 \omega \tau_r - 1 + \sin^2 \omega \tau_r e^{2\tau_r c}) + j (\cos \omega \tau_r \sin \omega \tau_r e^{2\tau_r c} + \sin \omega \tau_r e^{\tau_r c} - \cos \omega \tau_r \sin \omega \tau_r e^{2\tau_r c} + \sin \omega \tau_r e^{\tau_r c})}{e^{2\tau_r c} \cos^2 \omega \tau_r + 2e^{\tau_r c} \cos \omega \tau_r + 1 + \sin^2 \omega \tau_r e^{2\tau_r c}} = \\ &= \frac{e^{2\tau_r c} - 1}{e^{2\tau_r c} + 2e^{\tau_r c} \cos \omega \tau_r + 1} + j \frac{2e^{\tau_r c} \sin \omega \tau_r}{e^{2\tau_r c} + 2e^{\tau_r c} \cos \omega \tau_r + 1}. \end{aligned}$$

Из условия

$$\operatorname{Re} \omega = \frac{e^{2\tau_r c} - 1}{e^{2\tau_r c} + 2e^{\tau_r c} \cos \omega \tau_r + 1} = 0$$

[см. (5.11)] следует, что $c = 0$. Но тогда

$$[\operatorname{Im} \omega]_{\operatorname{Re} \omega = 0} = \frac{2 \sin \omega \tau_r}{2(1 + \cos \omega \tau_r)} = \frac{4 \sin \frac{\omega \tau_r}{2} \cos \frac{\omega \tau_r}{2}}{4 \cos^2 \frac{\omega \tau_r}{2}} = \operatorname{tg} \frac{\omega \tau_r}{2} = \bar{v},$$

т. е. $\bar{j}\bar{\nu}$ [см. (5.10)] действительно является мнимой осью плоскости комплексной переменной ω , если последняя сформирована по закону (5.13).

Выполнив в (5.13) замену переменных $e^{\tau_r s}$ на z , получим формулу связи переменной ω с переменной z :

$$\omega = \frac{z-1}{z+1}. \quad (5.14)$$

С помощью (5.14) легко перейти от полученного ранее аналитического выражения ω -передаточной функции [см. (5.12)] к аналитическому выражению z -передаточной функции импульсной системы:

$$\begin{aligned} W(z) &= \frac{k \left(\tau \frac{z-1}{z+1} + 1 \right)}{T \frac{z-1}{z+1} + 1} = \frac{k [\tau (z-1) + z+1]}{T (z-1) + z+1} = \\ &= \frac{k (\tau+1) z + (1-\tau) k}{(T+1) z + (1-T)}. \end{aligned}$$

Как следует из (5.10), переменная $\bar{\nu}$ безразмерна. Но по своему физическому назначению $\bar{\nu}$ должна играть роль частоты, в связи с чем ее размерность должна была бы быть рад/с = 1/с. Поэтому в некоторых литературных источниках [12] переменная $\bar{\nu}$ называется относительной псевдочастотой. Там вводят в рассмотрение еще переменную $\nu = 2\bar{\nu}/\tau_r$, которая, как это видно из приведенного соотношения, имеет размерность $\frac{1}{c}$. Она называется абсолютной псевдочастотой. Поскольку

$$\nu = \frac{2\bar{\nu}}{\tau_r} = \frac{2}{\tau_r} \operatorname{tg} \frac{\omega \tau_r}{2}, \quad (5.15)$$

при малых значениях частоты (где можно считать, что значение тангенса угла приблизительно равно значению угла) имеем

$$\nu \cong \omega, \quad (5.16)$$

т. е. абсолютная псевдочастота почти совпадает с обычной частотой, чем иногда пользуются, например, при расчете установившейся ошибки.

5.3. ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОНТУРА С ПОМОЩЬЮ z - И ω -ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Пусть неизменяемая часть системы соответствует рис. 5.5. Расчет, когда условия теоремы Котельникова выполняются либо нарушаются несильно. В этом случае синтез помимо того, как это показано в 5.1, можно проводить еще и следующим образом.

1. Найдём z -передаточную функцию $W_{\text{энт}}(z)$, соответствующую $W_{\text{нн}}(s)$ и $W_e(s)$ (пусть $W_e(s) = W_{e0}(s)$), тогда

$$W_{\text{энт}}(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{W_{\text{нн}}(s)}{s} \right]$$

(подробнее см. в § 5.4).

После этого становится известной эквивалентная z -передаточная функция разомкнутой неизменяемой части системы $W_{\text{э}}(z)$, которая приближенно (см. пример 3.2) описывает передаточную функцию исходной разомкнутой системы:

$$W_{\text{э}}(z) = W_{\text{энт}}(z) W_{\text{нд}}(z).$$

2. Строим z -АФЧХ неизменяемой части системы

$$[W_{\text{н}}(z)] = [W_{\text{э}}(z)] = [W_{\text{э}}^*(j\omega)]$$

$$|z|=1 \quad |z|=1 \quad 0 < \omega < \omega_r/2$$

(см. пример 4.2), по которой можем построить соответствующую ей ЛАХ $L_{\text{э}}^*(\omega)$ — см. рис. 5.10, исключая пунктир, где изображена ЛАХ $L_{\text{э1}}^*(\omega)$, представляющая один полупериод АФЧХ $W_{\text{э}}^*(j\omega)$:

$$20 \lg |W_{\text{э}}^*(j\omega)| = L_{\text{э}}^*(\omega) = L_{\text{э1}}^*(\omega),$$

$$0 < \omega < \omega_r/2 \quad 0 < \omega < \omega_r/2$$

т. е. изображена та часть $L_{\text{э}}^*(\omega)$, которая содержит информацию, необходимую для построения всей $L_{\text{э}}^*(\omega)$ (см. § 5.2).

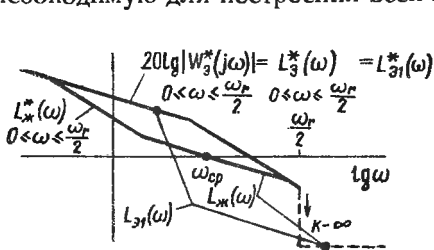


Рис. 5.10

3. Дополним кривую $L_{\text{э1}}^*(\omega)$ пунктиром, как это показано на рис. 5.10. Полученная таким образом новая ЛАХ $L_{\text{э1}}^*(\omega)$ описывает такую непрерывную систему, переходный процесс которой имеет форму огибающей процесса $h^*(t)$, протекающего в системе с частотной характеристикой $W_{\text{э}}^*(j\omega)$ (см. § 2.3, замечание 2.3.2).

Если ЛАХ $L_{\text{э1}}^*(\omega)$ удастся придать форму $L_{\text{ж}}(\omega)$ — желаемой частотной характеристики [1, 12], тогда это удастся сделать и по отношению к $L_{\text{э1}}^*(\omega)$. В результате чего образуется соответствующая полупериоду, представленному кривой $L_{\text{ж}}(\omega)$ на интервале $(0, \omega_r/2)$, новая импульсная система $W_{\text{ж}}^*(j\omega)$ [ее ЛАХ — $L_{\text{ж}}^*(\omega)$], огибающая переходного процесса которой примет форму желаемого переходного процесса (что и требуется от синтезируемой импульсной системы). Но такого результата можно добиться, если средне-частотная часть желаемой частотной характеристики $L_{\text{ж}}(\omega)$, включающей частоту среза $\omega_{\text{срж}}$, уместится в интервале $(0, \omega_r/2)$ (рис. 5.10). Этим ограничивается время переходного процесса $T_{\text{пж}}$ и перерегулирование $\sigma_{\text{ж}}$ возможного желаемого переходного про-

цесса импульсной системы с заданным периодом дискретности τ_r (о связи $T_{ппж}$ и $\sigma_{ж}$ см. в [1]).

Таким образом, $L_{ж}(\omega)$ на интервале $(0, \omega_r/2)$, в случае, если она там поместилась, считаем логарифмическим представлением первого полупериода АФЧХ $W_{ж}^*(j\omega)$.

4. Перестраиваем $L_{ж1}^*(\omega)$ и $L_{ж2}^*(\omega)$ на интервале $(0, \omega_r/2)$ (см. рис. 5.10, исключая пункт) в ЛАПЧХ, соответственно $L_{ж1}(\bar{\nu})$ и $L_{ж2}(\bar{\nu})$.

Вычтем $L_{ж1}(\bar{\nu})$ из $L_{ж2}(\bar{\nu})$. Получим ЛАПЧХ последовательного корректирующего контура $L_{ж}(\bar{\nu})$, аппроксимируя которую отрезками прямых с наклонами, кратными 20 дБ/дек, запишем сначала аналитическое выражение ω -передаточной, а затем, с помощью формулы (5.14) и z -передаточной функции последовательного корректирующего контура $W_{ж}(z)$ (см. § 5.2). Синтез в этом случае нужно осуществлять в соответствии с рис. 5.2.

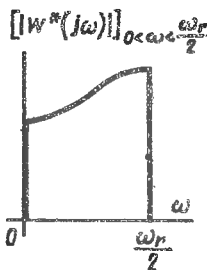


Рис. 5.11

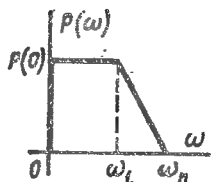


Рис. 5.12

Проведение подобного синтеза при сильном нарушении условий (5.1), (5.2) бессмысленно для импульсных систем прежде всего в силу того, что использование z -передаточной функции $W_{ж}(z)$ существенно искажает описание работы импульсной системы (см. § 3.1, 3.2, вывод 4 из примера 3.2, § 5.1). Бессмысленно оно при сильном нарушении условий (5.1), (5.2) и для чисто импульсных систем, хотя $W_{ж}(z)$ описывает работу таких систем точно.

Дело в том, что выделение одного периода частотной характеристики $W_{ж}^*(j\omega)$ и обеспечение ему (если это удастся) желаемой формы гарантирует желаемый вид только огибающей импульсного переходного процесса. Но огибающая и импульсный переходный процесс содержат достаточное количество информации друг о друге, если огибающая не сильно меняется за время τ_r (это имеет место, если импульсы заполняют огибающую сравнительно плотно). О несоблюдении именно этого условия и говорит сильное нарушение ограничений (5.1), (5.2). Степень несоблюдения условий поможет оценить следующее прикидочное рассуждение.

При сильном нарушении ограничений (5.1), (5.2) один период частотной характеристики $W_{ж}^*(j\omega)$ имеет очень высокие и крутые спады на частотах $\pm\omega_r/2$ (см. рис. 2.6 или при еще большем нарушении этих ограничений — рис. 5.11). Из метода трапецидальных частотных характеристик [1] известно, что переходные процессы, соответствующие $P(\omega)$ в виде единичных трапеций (см. рис. 5.12 при $P_0 = \omega_n = 1$), тем более колебательны, чем ближе $\kappa = \omega_l/\omega_n$

к единице, и заканчиваются все эти процессы примерно за 10 с. Здесь $P(\omega) = \operatorname{Re}[W(j\omega)]$ — вещественная частотная характеристика.

Если $\omega_n \neq 1$, то время переходного процесса равно $10/\omega_n$ секунд.

Из рис. 5.11 видно, что в состав вещественной частотной характеристики должна входить трапеция с параметрами, близкими к $\kappa = 1$, $\omega_n = \omega_r/2$, т. е. в данном случае следует ожидать наличия сильно колебательной огибающей, продолжительность которой составляет примерно $\frac{10}{\omega_r/2} = 2 \cdot 10 \cdot \tau_r/2\pi \cong 3\tau_r$ с.

Таким образом, в пределах этой сильно колебательной огибающей импульсного переходного процесса окажутся всего три импульса. Следовательно, огибающая очень мало информативна по отношению к импульсному процессу, и вести синтез импульсной системы, опираясь на огибающую, не имеет смысла.

Для устранения такой сильной колебательности требуется сложный корректирующий контур, с помощью которого все равно не удалось бы решить все проблемы качества огибающей переходного процесса. Дело в том, что максимальная допустимая полоса пропускания желаемой системы, в пределах которой можно выбирать $\omega_{срж}$, ограничена значением $\omega_r/2$ — очень малым при сильном нарушении условий (5.1), (5.2), и синтез нужно проводить, используя какой-то другой подход.

Утешительным, правда, является тот факт, что разработчика как правило, не интересует система, у которой огибающая является слабо информативной относительно импульсного процесса, поэтому появление импульсных систем с сильным нарушением условий теоремы Котельникова, представляющих САР с микроЭВМ, мало вероятно.

Расчет, когда условия теоремы Котельникова выполняются с большим запасом. С учетом сказанного в конце предыдущего параграфа, используя хорошие микроЭВМ, при правильном выборе τ_r мс, как правило, имеем дело со случаем, когда $v \cong \omega$ [см. (5.16)] во всем существенном диапазоне частот непрерывной части системы, так как частота $\omega = \omega_r/2$ (см. рис. 5.10) отодвигается сильно направо.

В силу справедливости соотношения (5.16) псевдоЛАХ $L_{внн}(v)$, $\Phi_{внн}(v)$, соответствующая непрерывной части разомкнутой системы $W_{нн}(s)$, совпадает с ее обычной ЛАХ (см. штрихпунктир на рис. 5.13, где принято, что $\tau_r = 0,002$ с, $W_{нн}(s) = 31,6/(0,5s + 1)$). А псевдоЛАХ, соответствующая дискретной части разомкнутой системы, представленная z -передаточной функцией $W_{нд}(z)$, легко может быть построена [29, 28]. Действительно, по выражению $W_{нд}(z)$ с помощью замены

$$z = (1 + w)/(1 - w) \quad (5.17)$$

(формула (5.17) вытекает из формулы (5.14)), получим выражение $W_{\text{нд}}(\omega)$, исходя из которого, по правилам построения обычных ЛАХ, опираясь на выражение $W_{\text{нд}}(j\bar{\nu}) = [W_{\text{нд}}(\omega)]_{\omega=j\bar{\nu}}$, строим псевдоЛАХ $L_{\text{нд}}(\bar{\nu})$, $\varphi_{\text{нд}}(\bar{\nu})$ (см. § 5.2). Эти псевдоЛАХ оказываются функциями относительной псевдочастоты в силу того, что $1/\omega = \bar{\nu}$ (см. (5.11)). Однако, согласно формуле (5.15), $\nu = 2\bar{\nu}/\tau_r$, поэтому, чтобы псевдоЛАХ стали функциями абсолютной псевдочас-

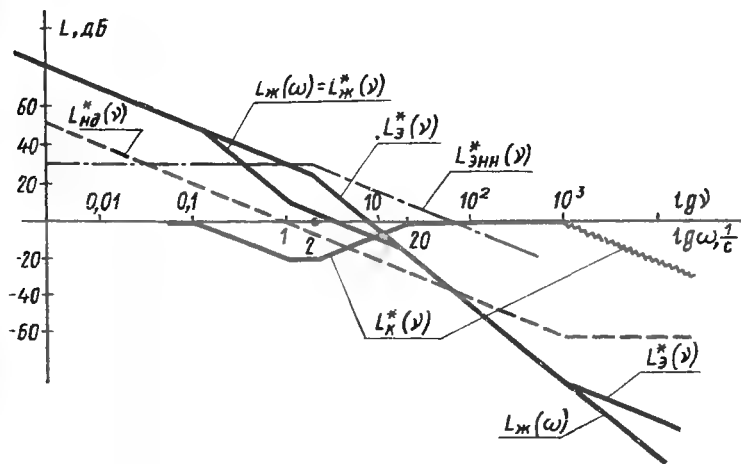


Рис. 5.13

тоты, при переходе от ω — передаточной функции к псевдоАФЧХ следует делать замену $\omega = j\nu\tau_r/2$:

$$W_{\text{нд}}(j\nu) = [W_{\text{нд}}(\omega)]_{\omega=j\nu\tau_r/2} \quad (5.18)$$

Пусть, например, z -передаточная функция, описывающая работу ЭВМ, равна

$$W_{\text{нд}}(z) = W_{\text{в}}(z) = \tau_r/(z-1)$$

это означает, что ЭВМ реализует работу интегратора (см. § 5.4), отсюда

$$W_{\text{нд}}(\omega) = \frac{\tau_r}{\frac{1+\omega}{1-\omega} - 1} = \frac{\tau_r(-\omega+1)}{2\omega};$$

$$W_{\text{нд}}(j\nu) = \frac{\tau_r\left(-j\nu\frac{\tau_r}{2} + 1\right)}{2j\nu\frac{\tau_r}{2}} = \frac{-\frac{\tau_r}{2}j\nu+1}{j\nu}.$$

Соответствующая последнему выражению псевдоЛАХ $L_{\text{нд}}(\nu)$ изображена на рис. 5.13 пунктиром (напоминаем, что здесь $\tau_r = 0,002$). Из рисунка видно, что на значительном диапазоне частот $L_{\text{нд}}(\nu)$ совпадает с ЛАХ интегратора, работу которого ЭВМ здесь реализует.

ПсевдоЛАХ $L_s^*(\nu)$ неизменяемой части разомкнутой системы с ЦВМ (см. рис. 5.5) практически совпадает с ЛАХ непрерывной системы $W(s) = \frac{31,6}{s(0,5s+1)}$, которую система с ЦВМ здесь представляет.

Пусть построенная по методике из теории непрерывных систем [1, 12, 28, 29] желаемая ЛАХ имеет вид $L_{\text{ж}}(\omega)$ и, поскольку во всем диапазоне существенных частот $\nu \cong \omega$, имеем $L_{\text{ж}}(\omega) = L_{\text{ж}}^*(\nu)$. В связи с чем псевдоЛАХ последовательного корректирующего контура $L_{\text{к}}^*(\nu)$ имеет вид, показанный на рис. 5.13, а соответствующая ему $W_{\text{к}}(j\nu)$ псевдоАФЧХ (см. формулу (5.18))

$$W_{\text{к}}(j\nu) = \frac{(j\nu+1)(0,5j\nu+1)}{(10j\nu+1)(0,05j\nu+1)}.$$

Тогда (см. (5.18))

$$\begin{aligned} W_{\text{к}}^*(w) &= \frac{\left(\frac{2}{\tau_r} w + 1\right) \left(\frac{2}{\tau_r} 0,5w + 1\right)}{\left(\frac{2}{\tau_r} 10w + 1\right) \left(\frac{2}{\tau_r} 0,05w + 1\right)} = \\ &= \frac{\left(w + \frac{\tau_r}{2}\right) \left(0,5w + \frac{\tau_r}{2}\right)}{\left(10w + \frac{\tau_r}{2}\right) \left(0,05w + \frac{\tau_r}{2}\right)} \cong \frac{0,5w^2}{0,5w^2 + 0,01w}, \end{aligned}$$

так как $\tau_r = 0,002$.

Согласно (5.14),

$$W_{\text{к}}(z) = \frac{0,5 \left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2}{0,5 \left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2 + 0,01 \frac{z-1}{z+1}} = \frac{0,5(z^2 - 2z + 1)}{0,51z^2 - z + 0,49}. \quad (5.19)$$

Такая информация о корректирующем контуре позволяет проводить синтез в соответствии с рис. 5.2. Поэтому z -передаточная функция $W_{\text{вс}}(z)$, описывающая работу ЭВМ в синтезированной системе (с учетом того, что ЭВМ уже в исходной системе рис. 5.5 реализует z -передаточную функцию $W_{\text{нд}}(z)$):

$$W_{\text{вс}}(z) = W_{\text{нд}}(z) W_{\text{к}}(z) = \frac{\tau_r (z^2 - 2z + 1) 0,5}{(z-1)(0,51z^2 - z + 0,49)}. \quad (5.20)$$

Замечание 5.3.1. Понятно, что рис. 5.13 без пунктира и штрихпунктира до частот порядка $100^3/\text{с}$ вполне мог бы служить иллюстрацией при синтезе

по методике § 5.1.1 для системы из только что рассмотренного примера. Таким образом,

$$W_K(s) = \frac{(s+1)(0,5s+1)}{(10s+1)(0,05s+1)} \quad (5.21)$$

Хотя может и показаться, что в данном случае при синтезе нужно было бы учитывать и фазовую характеристику, так как $W_a(s)$ есть звено чистого запаздывания. Однако без этого можно обойтись, поскольку одно и то же звено чистого запаздывания одинаково присутствует и в исходной, и в синтезированной системах.

5.4. РЕАЛИЗАЦИЯ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОНТУРА ДИСКРЕТНОЙ СИСТЕМЫ

Реализация работы ЭВМ, если ее z -передаточная функция известна. Передаточная функция корректирующего контура, найденная в § 5.3, описывает его как чисто импульсное устройство, поэтому использовать его следует в соответствии со схемой, приведенной на рис. 5.2. Реализация коррекции в этом случае сводится к реализации работы ЭВМ в скорректированной системе в соответствии с найденной z -передаточной функцией $W_{bc}(z)$, отчего методы реализации $W_{bc}(z)$ называют иногда методами программирования. $W_{bc}(z)$ обычно имеет вид дробно-рационального выражения

$$W_{bc}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (5.22)$$

[см. (5.20)1].

При составлении программы бывает необходимо ее оптимизировать (по минимуму объема памяти, числа операций умножения и т. д.). Для проведения этой и подобных работ удобным оказывается представлять $W_{bc}(z)$ в форме структурной схемы. Существует несколько возможных структурных схем, соответствующих заданной $W_{bc}(z)$ [28], например параллельная, последовательная, но метод получения обеих указанных схем связан с необходимостью отыскания корней полинома знаменателя и числителя, что при высоких порядках полиномов вызывает значительные трудности. В связи с этим в качестве примера рассмотрим метод получения схемы так называемой прямой формы два, название которой возникло вследствие того, что для ее составления не требуется предварительно отыскивать корни полинома числителя или знаменателя.

В выражении (5.22) вынесем свободный член знаменателя за скобку. Тогда

$$W_{bc}(z) = \frac{b'_0 + b'_1 z^{-1} + \dots + b'_m z^{-m}}{1 + a'_1 z^{-1} + \dots + a'_n z^{-n}},$$

где

$$b'_i = b_i/a_0, \quad i = \overline{0; m}; \quad a'_j = a_j/a_0, \quad j = \overline{1; n}.$$

Представим $W_{\text{вс}}(z)$ так:

$$W_{\text{вс}}(z) = (b'_0 + b'_1 z^{-1} + b'_m z^{-m}) \frac{1}{1 + a'_1 z^{-1} + \dots + a'_n z^{-n}} = \\ = W_{\text{вс}_1}(z) W_{\text{вс}_2}(z). \quad (5.23)$$

Рассмотрим структуру, представленную на рис. 5.14. Здесь ЛЗ τ_r — линия задержки на время τ_r ; a'_1 — безынерционное устройство с коэффициентом передачи a'_1 . Поскольку работа линии задержки (ЛЗ) сигнала на τ_r описывается уравнением

$$x^*(n \tau_r) = y^*(n \tau_r - \tau_r),$$

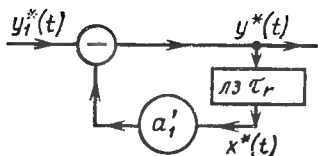


Рис. 5.14

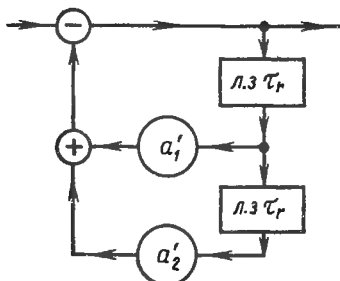


Рис. 5.15

преобразование Лапласа этого уравнения при нулевых начальных условиях с учетом теоремы запаздывания имеет вид

$$X^*(s) = Y^*(s) e^{-\tau_r s},$$

а передаточная функция

$$W_{\text{ЛЗ } \tau_r}(s) \triangleq X^*(s)/Y^*(s) = e^{-\tau_r s}.$$

Выполним в последнем выражении замену переменной $e^{\tau_r s}$ на z . Получим

$$W_{\text{ЛЗ } \tau_r}(z) = z^{-1}.$$

Тогда, руководствуясь правилами структурных преобразований (см. § 3.2), нетрудно заметить, что структуре (рис. 5.14) соответствует z -передаточная функция $1/(1 + a'_1 z^{-1})$. Структуре, изображенной на рис. 5.15 и представляющей собой замкнутый контур, в цепи обратной связи которого находится последовательное соединение ЛЗ τ_r и параллельного соединения $a'_1 + a'_2 z^{-1}$, соответствует z -передаточная функция

$$\frac{1}{1 + z^{-1}(a'_1 + a'_2 z^{-1})} = \frac{1}{1 + a'_1 z^{-1} + a'_2 z^{-2}}.$$

Нетрудно проверить, что продолжая по аналогии с рассмотренным алгоритмом цепочку соединений рис. 5.15 вниз n раз, получим устройство с z -передаточной функцией $W_{\text{вс}_2}(z)$ [см. (5.23)].

Рассмотрим структуру рис. 5.16. Ей соответствует z -передаточная функция $b'_0 + b'_1 z^{-1}$. Структура на рис. 5.17 — z -передаточная функция

$$b'_0 + z^{-1}(b'_1 + b'_2 z^{-1}) = b'_0 + b'_1 z^{-1} + b'_2 z^{-2}.$$

Продолжая цепочку соединений рис. 5.17 вниз m раз по тому же алгоритму, получим устройство, имеющее z -передаточную функцию $W_{\text{вс1}}(z)$.

Теперь становится ясным, что устройство, имеющее z -передаточную функцию $W_{\text{вс}}(z)$, которое должно представлять собой последовательное соединение устройств, реализующих z -передаточные функции $W_{\text{вс2}}(z)$ и $W_{\text{вс1}}(z)$, может быть представлено схемой на рис. 5.18.

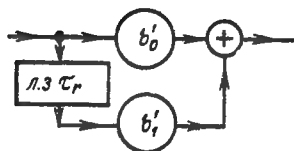


Рис. 5.16

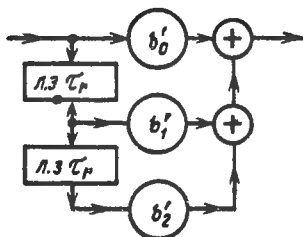


Рис. 5.17

Сам же алгоритм, отвечающий программе, реализующей работу ЦВМ в соответствии с z -передаточной функцией (5.22), легко может быть из последней получен. Действительно, согласно рис. 5.5, где вместо $W_{\text{нл}}(z)$ должно теперь стоять $W_{\text{вс}}(z)$,

$$E_1(z) = E(z) W_{\text{вс}}(z) = \frac{E(z) (b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m})}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}},$$

откуда

$$(a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}) E_1(z) = (b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}) E(z).$$

Выполнив операцию обратного z -преобразования над левой и правой частью этого выражения, получим описание работы ЭВМ в области времени

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^n a_i \varepsilon_1[(n-i) \tau_r] \delta[t - (n-i) \tau_r] &= \\ &= \sum_{i=0}^m b_i \varepsilon[(n-i) \tau_r] \delta[t - (n-i) \tau_r], \end{aligned}$$

откуда легко записывается искомый рекуррентный алгоритм формирования текущего значения выходной координаты $\varepsilon_1(n\tau_r)$ ЭВМ

Если $W_n(s)$ представляет собой сложную функцию от s , то получить соответствующее ей z -преобразование — задача, по крайней мере, громоздкая. В связи с чем производились попытки разработать более удобный приближенный способ перехода от преобразования Лапласа к z -преобразованию. Одна из них основана на понятии так называемых z -форм.

В основу понятия z -формы положено соотношение (2.28), связывающее переменные s и z :

$$z = e^{\tau_r s}, \quad (5.24)$$

которое после логарифмирования принимает вид $\ln z = \tau_r s$, откуда

$$s = \ln z / \tau_r. \quad (5.25)$$

Пользуясь заменой переменных (5.25) [т. е. заменой (5.24)], от $W(s)$ перейдем к функции $W^*(z) = [W(s)]_{s = \frac{1}{\tau_r} \ln z}$ переменной z .

Эта функция не является z -преобразованием $W(z)$, соответствующим функции $W(s)$. Ведь z -преобразование связано заменой переменных

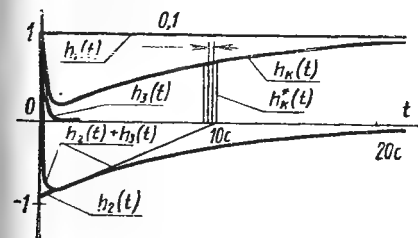


Рис. 5.20

(5.24), [а значит, и (5.25)] с дискретным, а не с обычным преобразованием Лапласа функции [см. (2.21)]. Но тот факт, что замена (5.25) превращала функцию от переменной s в функцию от z , позволял надеяться на то, что функции $W^*(z)$ и $W(z)$ окажутся близки.

Функция $W^*(z)$, однако, не удобна для практического использования, так как она трансцендентна. В такой класс она перешла из класса дробно-рациональных функций в силу трансцендентности соотношения (5.25).

Известны способы представления $\ln z$ в виде дробно-рационального ряда [13], например

$$\ln z = 2 \left[\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \frac{1}{3} \frac{(1-z^{-1})^3}{(1+z^{-1})^3} + \frac{1}{5} \frac{(1-z^{-1})^5}{(1+z^{-1})^5} + \dots \right]. \quad (5.26)$$

В конкретных расчетах ряд (5.26) усекается, но небольшие погрешности в описании $\ln z$ могут привести к значительным методическим и шумовым ошибкам в представлении переменной s^n особенно при $n > 1$, так как s в области комплексной переменной представляет операцию дифференцирования в вещественной области [28]. Поэтому выражение

$$W(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_0}{a_n s^n + \dots + a_0},$$

где, как правило, $n \geq m$, выносом s^n из полинома знаменателя представляются как функцию переменной s^{-1} :

$$W(s^{-1}) = \frac{b_m s^{-(n-m)} + \dots + b_0 s^{-n}}{a_n + a_{n-1} s^{-1} + \dots + a_0 s^{-n}}. \quad (5.27)$$

Согласно выражениям (5.25), (5.26),

$$\begin{aligned} s^{-1} &= \frac{\tau_r}{\ln z} = \\ &= \frac{\tau_r}{2} \frac{1}{\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \frac{1}{3} \frac{(1-z^{-1})^3}{(1+z^{-1})^3} + \frac{1}{5} \frac{(1-z^{-1})^5}{(1+z^{-1})^5} + \dots}. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Усечение ряда в формуле (5.28) приводит к значительно менее существенным погрешностям, так как s^{-1} представляет операцию интегрирования.

Выполним деление единицы на дробно-рациональное выражение знаменателя соотношения (5.28):

$$\begin{aligned} &\frac{1}{1 + \frac{1}{3} \frac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2} + \frac{1}{5} \frac{(1-z^{-1})^4}{(1+z^{-1})^4} + \dots} \left| \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \frac{1}{3} \frac{(1-z^{-1})^3}{(1+z^{-1})^3} + \frac{1}{5} \frac{(1-z^{-1})^5}{(1+z^{-1})^5} + \dots \right. \\ &= \frac{-\frac{1}{3} \frac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2} - \frac{1}{5} \frac{(1-z^{-1})^4}{(1+z^{-1})^4} - \dots}{\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} - \frac{1}{3} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} - \frac{4}{45} \frac{(1-z^{-1})^3}{(1+z^{-1})^3} + \dots} \\ &= \frac{-\frac{1}{3} \frac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2} - \frac{1}{9} \frac{(1-z^{-1})^4}{(1+z^{-1})^4} - \frac{1}{15} \frac{(1-z^{-1})^6}{(1+z^{-1})^6} - \dots}{-\frac{4}{45} \frac{(1-z^{-1})^4}{(1+z^{-1})^4} + \frac{1}{15} \frac{(1-z^{-1})^6}{(1+z^{-1})^6} + \dots} \\ &= \frac{-\frac{4}{45} \frac{(1-z^{-1})^4}{(1+z^{-1})^4} - \frac{4}{135} \frac{(1-z^{-1})^6}{(1+z^{-1})^6} - \frac{4}{225} \frac{(1-z^{-1})^8}{(1+z^{-1})^8} - \dots}{\frac{13}{135} \frac{(1-z^{-1})^6}{(1+z^{-1})^6} + \frac{4}{225} \frac{(1-z^{-1})^8}{(1+z^{-1})^8} + \dots} \end{aligned}$$

Таким образом,

$$s^{-1} = \frac{\tau_r}{2} \left[\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} - \frac{1}{3} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} - \frac{4}{45} \frac{(1-z^{-1})^3}{(1+z^{-1})^3} + \dots \right]. \quad (5.29)$$

Ограничившись первым членом ряда (5.29), получим первую z -форму:

$$s^{-1} = \frac{\tau_r}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}.$$

С учетом формулы (5.29)

$$s^{(-2)} = (s^{-1})^2 = \frac{\tau_r^2}{4} \left[\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} - \frac{1}{3} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} - \frac{4}{45} \frac{(1-z^{-1})^3}{(1+z^{-1})^3} + \dots \right]^2 =$$

$$= \frac{\tau_r^2}{4} \left[\left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right)^2 - \frac{2}{3} + \frac{1}{9} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2 + \dots \right].$$

Воспользовавшись только двумя первыми членами, имеем вторую z-форму:

$$s^{(-2)} = \frac{\tau_r^2}{12} \frac{1+10z^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^2}.$$

Поступая аналогичным образом, получим остальные z-формы (см. табл. 5.1 [14]).

Таблица 5.1

В-преобразова- нии Лапласа	z-форма
s^{-1}	$\frac{\tau_r}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$
s^{-2}	$\frac{\tau_r^2}{12} \frac{1+10z^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^2} = \frac{\tau_r^2}{12} \frac{1+10z^{-1}+z^{-2}}{1-2z^{-1}+z^{-2}}$
s^{-3}	$\frac{\tau_r^3}{2} \frac{z^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^3} = \frac{\tau_r^3}{2} \frac{z^{-1}+z^{-2}}{1-3z^{-1}+3z^{-2}-z^{-3}}$
s^{-4}	$\frac{\tau_r^4}{6} \frac{z^{-1}+4z^{-2}+z^{-3}}{(1-z^{-1})^4} - \frac{\tau_r^4}{720} =$ $= \frac{\tau_r^4}{6} \frac{z^{-1}+4z^{-2}+z^{-3}}{1-4z^{-1}+6z^{-2}-4z^{-3}+z^{-4}} - \frac{\tau_r^4}{720}$
s^{-5}	$\frac{\tau_r^5}{24} \frac{z^{-1}+11z^{-2}+11z^{-3}+z^{-4}}{(1-z^{-1})^5} =$ $= \frac{\tau_r^5}{24} \frac{z^{-1}+11z^{-2}+11z^{-3}+z^{-4}}{1-5z^{-1}+10z^{-2}-10z^{-3}+5z^{-4}-z^{-5}}$

Если окажется, что в $W(s)$ $m > n$, то в выражении (5.27) появятся члены с положительными степенями z . В этом случае помимо формул, приведенных в табл. 5.1, потребуются еще и такие:

$$s = \frac{2}{\tau_r} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (5.30)$$

[см. первый член представления (5.26) и выражение (5.25)], или

$$s = \frac{1-z^{-1}}{\tau_r} \quad (5.31)$$

[см. (3.26) и пример 3.4].

Таким образом, воспользовавшись в (5.27) z -формами, получим функцию от z $W_{\Phi}(z)$, приближающую $W(z)$.

В рассматриваемом примере, представив

$$W_{\kappa}(s) = \frac{(1+s^{-1})(0,5+s^{-1})}{(10+s^{-1})(0,05+s^{-1})} = \frac{0,5+1,5s^{-1}+s^{-2}}{0,5+10,05s^{-1}+s^{-2}},$$

выполним замену s^{-i} , $i = 1, 2$, соответствующей z -формой, тогда

$$W_{\kappa}(z) \cong W_{\Phi\kappa}(z) = \frac{0,5 + \frac{1,5\tau_r}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{\tau_r^2}{12} \frac{1+10z^{-1}+z^{-2}}{1-2z^{-1}+z^{-2}}}{0,5 + \frac{10,05\tau_r}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{\tau_r^2}{12} \frac{1+10z^{-1}+z^{-2}}{1-2z^{-1}+z^{-2}}}.$$

Здесь τ_r — период дискретности (такт работы ЦВМ). Чтобы форма спектра непрерывного сигнала не искажалась при квантовании по времени, необходимо уместить характерную часть спектра непрерывного сигнала (в нашем случае (см. рис. 5.19 без пунктира) она расположена в диапазоне частот $0 \div \omega_0$, $\omega_0 = 20 \frac{1}{c}$) в половину периода дискретного спектра $\frac{\omega_r}{2} = \frac{\pi}{\tau_r}$, т. е.

$$\omega_0 \leq \frac{\pi}{\tau_r} \Rightarrow \tau_r \leq \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{20} = 0,157. \quad (5.32)$$

Следовательно, тем более можно выбрать $\tau_r = 0,1$. Из рис. 5.20 видно, что такой период дискретности с большим запасом должен был бы обеспечивать достаточно точную передачу формы сигнала $h_{\kappa}(t)$. Для этого случая

$$W_{\kappa}(z) = \frac{6,91 - 11,9z^{-1} + 5,11z^{-2}}{12,04 - 11,9z^{-1} - 0,02z^{-2}}.$$

Если подать на вход этого устройства импульсный единичный ступенчатый сигнал $1*[t]$, z -преобразование которого $Z[1*[t]] = \frac{1}{1-z^{-1}}$, то значения сигнала $h_{\text{дк}}^*(t)$ должны, по нашему предположению, быть близки к соответствующим значениям $h_{\kappa}(t)$ (в моменты времени, кратные τ_r). Проверим справедливость нашего предположения аналитически:

$$\begin{aligned} H_{\text{дк}}(z) &= \frac{1}{1-z^{-1}} W_{\kappa}(z) = \frac{6,91 - 11,9z^{-1} + 5,11z^{-2}}{12,04 - 23,94z^{-1} + 11,88z^{-2} + 0,02z^{-3}} \\ &= \frac{6,91 - 11,9z^{-1} + 5,11z^{-2}}{6,91 - 13,76z^{-1} + 6,84z^{-2} + 0,0115z^{-3}} \left| \frac{12 - 23,9z^{-1} + 11,9z^{-2} + 0,02z^{-3}}{0,575 + 0,155z^{-1} + 0,163z^{-2} + \dots} \right. \\ &= \frac{1,86z^{-1} - 1,73z^{-2} - 0,0115z^{-3}}{1,86z^{-1} - 3,7z^{-2} + 1,83z^{-3} + 0,003z^{-4}} \\ &= 1,97z^{-2} - 1,8785z^{-3} - 0,003z^{-4} \end{aligned}$$

На начальных тактах получилось полное расхождение с ожидаемым результатом, причиной которого является нарушение при выборе τ_r условия (2.20) или (5.2), следующего из теоремы Котельникова. Дело в том, что в данном случае (как это видно из рис. 5.19, без пункта) ω_0 не является полосой пропускания системы $W_K(s)$. Полоса пропускания корректирующего контура бесконечна, и любое расширение ω_r (уменьшение τ_r) к желаемому результату не приведет.

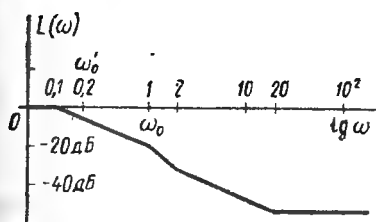


Рис. 5.21

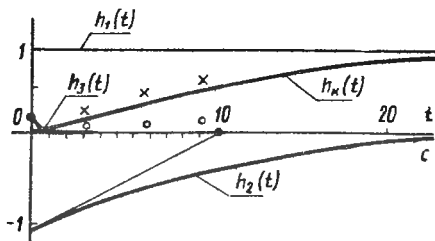


Рис. 5.22

Не менее распространенным в непрерывной линейной теории является дважды интегрирующий корректирующий контур (см. рис. 5.21)

$$W_K(s) = \frac{(0,5s+1)(0,05s+1)}{(10s+1)(s+1)} = \frac{0,0025(s+2)(s+20)}{(s+0,1)(s+1)}. \quad (5.33)$$

$$h_K(t) = L^{-1}[H_K(s)] = L^{-1}\left[\frac{1}{s} - \frac{1,05}{s+0,1} + \frac{0,05}{s+1}\right] = \\ = 1[t] - 1,05e^{-0,1t} + 0,05e^{-t} = h_1(t) + h_2(t) + h_3(t). \quad (5.34)$$

В соответствии с этой формулой составлена табл., а по ней построен график (рис. 5.22)

t	0	3	6	9	12
$h(t)$	0	0,22	0,42	0,57	0,68

$$\text{Далее } W_K(s) = \frac{(0,5+s^{-1})(0,05+s^{-1})}{(10+s^{-1})(1+s^{-1})} = \frac{0,025+0,55s^{-1}+s^{-2}}{10+11s^{-1}+s^{-2}},$$

теперь, воспользовавшись z -формами, имеем

$$W_B(z) \cong W_{ФК}(z) = \\ = \frac{(0,3+3,3\tau_r+\tau_r^2)+(-0,6+10\tau_r^2)z^{-1}+(0,3-3,3\tau_r+\tau_r^2)z^{-2}}{(120+66\tau_r+\tau_r^2)+(-240+10\tau_r^2)z^{-1}+(120-66\tau_r+\tau_r^2)z^{-2}}.$$

Пусть $\omega_0 = 1$; $\tau_r \leq \pi/1 \cong 3,14$ с. Выберем $\tau_r = 3$ с, тогда

$$W_{\text{фк}}(z) = \frac{19,2 + 89,4z^{-1} - 0,6z^{-2}}{327 - 150z^{-1} - 69z^{-2}}; \quad (5.35)$$

$$H_{\text{дк}}(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} \quad W_{\text{в}}(z) = \frac{19,2 - 89,4z^{-1} - 0,6z^{-2}}{327 - 477z^{-1} + 81z^{-2} + 69z^{-3}}.$$

$$\frac{19,2 + 89,4z^{-1} - 0,6z^{-2}}{19,2 - 28,0z^{-1} + 4,75z^{-2} + 4,05z^{-3}} \quad \left| \frac{327 - 477z^{-1} + 81z^{-2} + 69z^{-3}}{0,06 + 0,36z^{-1} + 0,5z^{-2} + 0,63z^{-3} + \dots} \right.$$

$$= 117,4z^{-1} - 5,35z^{-2} - 4,05z^{-3}$$

$$117,4z^{-1} - 170,8z^{-2} + 29,07z^{-3} + 24,7z^{-4}$$

$$= 165,45z^{-2} - 33,05z^{-3} - 24,7z^{-4}$$

$$- 165,45z^{-2} - 240,0z^{-3} + 40,9z^{-4} + 34,8z^{-5}$$

$$= 206,95z^{-3} - 65,6z^{-4} - 34,8z^{-5}$$

Результаты расчета отмечены крестиками на рис. 5.22, откуда видно, что импульсный фильтр (5.35) хорошо выполняет работу исходного непрерывного фильтра, если $\tau_r = 3$ с.

При выборе же $\tau_r = 15$ с, исходя из предположения, что $\omega_0 = \omega'_0 = 0,2 \frac{1}{\text{с}}$ (см. рис. 5.21),

$$W_{\text{в}}(z) = \frac{275 + 2249z^{-1} + 176z^{-2}}{1335 + 2010z^{-1} - 645z^{-2}};$$

$$H_{\text{дк}}(z) = \frac{275 + 2249z^{-1} + 176z^{-2}}{1335 + 675z^{-1} - 2655z^{-2} + 645z^{-3}}$$

$$\frac{275 + 2249z^{-1} + 176z^{-2}}{275 + 139z^{-1} + 546z^{-2} + 133z^{-3}} \quad \left| \frac{1335 + 675z^{-1} - 2655z^{-2} + 645z^{-3}}{0,206 + 1,58z^{-1} - 0,26z^{-2} - \dots} \right.$$

$$= 2110z^{-1} + 722z^{-2} - 133z^{-3}$$

$$2110z^{-1} + 1070z^{-2} - 4400z^{-3} + 1020z^{-4}$$

$$= -348z^{-2} - 4367z^{-3} - 1020z^{-4}$$

Из расчета видно сильное расхождение результата с ожидаемыми значениями, что явилось следствием нарушения условия (5.2).

В связи с рассмотренными примерами следует считать, что если вместо корректирующего контура (рис. 5.19, без пунктира) воспользоваться корректирующим контуром

$$W_{\text{к}}(s) = \frac{(s+1)(0,5s+1)}{(10s+1)(0,05s+1)(0,001s+1)}, \quad (5.36)$$

частотная характеристика которого только на очень высоких частотах отличается от требуемой (см. рис. 5.19, с пунктиром), то при выборе τ_r , исходя из $\omega_0 = 2000^{1/c}$, ЦВМ сможет реализовать его работу. Однако осуществится это с огромным значением частоты дискретизации, необходимой для удовлетворительной передачи формы сигнала на его начальном участке.

Нетрудно заметить, что, основываясь на материале § 5.3, можно предположить еще одну приближенную процедуру перехода от $W_K(s)$ к $W_K(z)$ при выполнении условия (5.2) с большим запасом:

$$[W_K(s)]_{s=j\nu} = W_K(j\nu); \quad [W_K(j\nu)]_{j\frac{\nu\tau_r}{2}=w} = W_K(w); \quad [W_K(w)]_{w=\frac{z-1}{z+1}} = W_K(z) \quad (5.37)$$

(см. формулу (5.19) с учетом замечания 5.1).

В примере из § 5.3 идея (5.36) учитывается автоматически (см. высокочастотную часть $L_K^*(\nu)$, отмеченную на рис. 5.13 волнистой линией).

Результат (5.35) основывается на использовании z -форм—приближенном способе перехода от переменной s к переменной z , следовательно, это выражение представляет приближенный вариант перехода к дискретной реализации корректирующего контура рис. 5.21. Попытаемся отыскать более точный вариант такого перехода. Если верно предположение (5.23), то к искомому варианту придем, найдя точное z -преобразование, соответствующее $W_K(s)$:

$$\begin{aligned} W_B(z) &= W_K(z) = \\ &= Z \left[\frac{\left[\frac{0,0025 (s+2) (s+20)}{s+1} \right]_{s=-0,1}}{s+0,1} + \frac{\left[\frac{(0,0025 (s+2) (s+20))}{s+0,1} \right]_{s=-1}}{s+1} \right] = \\ &= Z \left[\frac{0,1}{s+0,1} - \frac{0,053}{s+1} \right] = 0,1 \frac{1}{1-e^{-0,1\tau_r z^{-1}}} - \\ &\quad - 0,053 \frac{1}{1-e^{-\tau_r z^{-1}}} = \frac{0,1}{1-0,74z^{-1}} - \\ &\quad - \frac{0,053}{1-0,05z^{-1}} = \frac{0,47+0,34z^{-1}}{10-7,9z^{-1}+0,37z^{-2}}, \end{aligned} \quad (5.38)$$

если иметь в виду, что $\tau_r = 3$ с.

Теперь, поскольку считаем, что $H_{дк}(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} W_K(z)$, имеем

$$H_{дк}(z) = \frac{0,47+0,37z^{-1}}{10-17,9z^{-1}+8,27z^{-2}-0,37z^{-3}};$$

$$\begin{aligned}
& \frac{0,47 + 0,37z^{-1}}{0,47 - 0,84z^{-1} + 0,39z^{-2} - 0,017z^{-3}} \cdot \frac{10 - 17,9z^{-1} + 8,27z^{-2} - 0,37z^{-3}}{0,047 + 0,12z^{-1} + 0,17z^{-2} + 0,21z^{-3} + \dots} \\
&= \frac{1,18z^{-1} - 0,39z^{-2} - 0,017z^{-3}}{1,18z^{-1} - 2,12z^{-2} + 0,98z^{-3} - 0,044z^{-4}} \\
&= \frac{1,73z^{-2} - 0,96z^{-3} + 0,044z^{-4}}{1,73z^{-2} - 3,04z^{-3} + 1,41z^{-4} - 0,063z^{-5}} \\
&= \frac{2,08z^{-3} - 1,37z^{-4} - 0,063z^{-5}}{1,73z^{-2} - 3,04z^{-3} + 1,41z^{-4} - 0,063z^{-5}}
\end{aligned} \quad (5.39)$$

Аналитический результат (кружочки на рис. 5.22) неожидан — он сильно отличается и от результата, полученного с помощью (5.36),

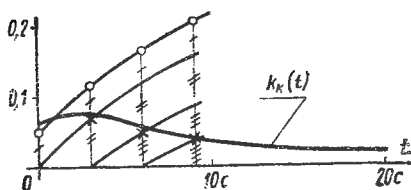


Рис. 5.23

и от точного значения (см. рис. 5.22). Для осмысливания этого факта вычислим ИПФ $k_R(t)$, соответствующую системе рис. 5.21, опираясь на связь $k_R(t) = dh_R(t)/dt$. С учетом (5.34), имеем $k_R(t) = 0,1 \cdot 1,05e^{-0,1t} - 0,05e^{-t}$. По этому соотношению составляем таблицу.

t	0	3	6	9	12
$k_R(t)$	0,055	0,078	0,058	0,043	0,032

Далее строим график (рис. 5.23). Теперь поделим числитель выражения (5.38) на его знаменатель:

$$\begin{aligned}
& \frac{0,47 + 0,34z^{-1}}{0,47 - 0,372z^{-1} + 0,0174z^{-2}} \cdot \frac{10 - 7,9z^{-1} + 0,37z^{-2}}{0,047 + 0,07z^{-1} + 0,053z^{-2} + 0,039z^{-3} + \dots} \\
&= \frac{-0,712z^{-1} - 0,0174z^{-2}}{0,712z^{-1} - 0,551z^{-2} + 0,0259z^{-3}} \\
&= \frac{0,534z^{-2} - 0,0259z^{-3}}{0,534z^{-2} - 0,419z^{-3} + 0,0196z^{-4}} \\
&= \frac{0,393z^{-3} - 0,0196z^{-4}}{0,534z^{-2} - 0,419z^{-3} + 0,0196z^{-4}}
\end{aligned} \quad (5.40)$$

Отсюда видно, что $Z^{-1}[W_R(z)]$ — действительно дискретные значения $k_R(t)$ в моменты $t = n\tau_r$, $n = 0, 1, 2, \dots$ (см. крестики на

рис. 5.23), т. е. это $k_{\text{к}}^*(t)$, что и отвечает определению z -передаточной функции импульсной системы (см. § 3.1).

Теперь из (5.39) и (5.40) нетрудно заметить, что сигнал (5.39) (кружочки на рис. 5.23) сформирован путем сложения смещенных на τ_r сигналов (5.40), т. е. сигнал (5.39) — это не уточненная дискретная информация о реакции системы рис. 5.21 на сигнал $1[t]$ [чего мы ожидали на основе результата (5.35)], а на сигнал, представляющий собой совокупность смещенных дельта-функций, которой в импульсных системах представляется сигнал $1[t]$. Другими словами, модель (5.38) отражает результат воздействия на систему рис. 5.21 совокупности импульсов, а не информации, которую эти импульсы несут в своей огибающей. Но так ведь и должно быть в импульсных

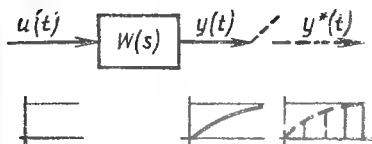


Рис. 5.24

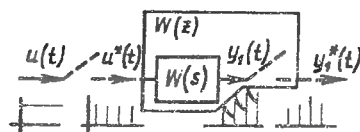


Рис. 5.25

системах (см. пример 3.3). Странным это кажется в свете того, что в ситуации, отвечающей формуле (5.35), соответствующей, по нашему пониманию, приближенному описанию ситуации, отвечающей формуле (5.38), модель реагирует на заключенную в тех импульсах информацию, а не на сами импульсы.

В действительности же обе модели реагируют на импульсы ввиду того, что обе описаны с помощью z -передаточной функции и таким образом представляют собой идеализированные модели чисто импульсных устройств. Но $W_{\text{в}}(z)$ в случае (5.38) выбрана, очевидно, не в соответствии с решаемой задачей — неправильно. Ошибка явилась следствием неверного предположения (5.23). Механизм возникновения этой ошибочной точки зрения состоит в следующем. Поскольку непрерывную систему $W(s)$ (см. рис. 5.24, без пунктира) хотим реализовать на ЭВМ, являющейся чисто импульсным устройством, а z -передаточная функция $W(z)$ как раз и описывает работу такого устройства, позволяя вычислять дискретный выходной сигнал

$$Y(z) = W(z)U(z), \quad (5.41)$$

представляющий, как может показаться, дискретную информацию о сигнале $y(t)$ (см. фиктивный ключ на рис. 5.24). Но использование в формуле (5.41) функции $U(z)$ означает необходимость постановки ключа и на входе исходной системы (см. рис. 5.25), т. е. использование $W(z)$ дает дискретную информацию об $y_1(t)$ — выходном сигнале совсем другой в сравнении с исходной системы.

Требуемую чисто импульсную систему можно получить из структурной схемы системы с дискретно кодированным и сразу же

декодированным (дКД) входом (рис. 5.26), которая по отношению к сигналам $u(t)$ и $y(t)$ приблизительно эквивалентна (точно она была бы эквивалентна в случае использования в ней идеального экстраполятора, тогда бы это была система с дискретно кодированным и сразу же идеально декодированным (дКиД) входом) схеме рис. 5.24, без пунктира; по отношению к сигналам $u(t)$ и $y^*(t)$ — эквивалентна схеме рис. 5.24, с пунктиром. В ее составе есть система, связывающая с сигналом $u^*(t)$ сигнал $y^*(t)$ (а не сигнал $y_1^*(t)$).

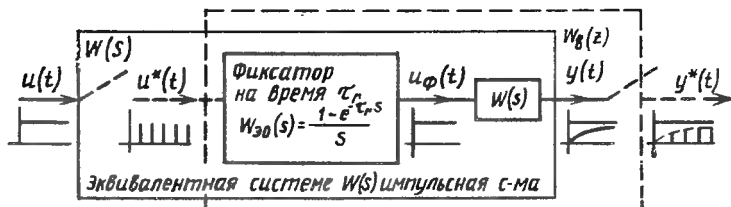


Рис. 5.26

Она и является искомой чисто импульсной системой (пунктирный прямоугольник на рис. 5.26). Ее работа описывается точно z -передаточной функцией

$$\begin{aligned} W_{\text{дКД}}(z) &= Z[W_{e0}(s, z) W(s)] = \\ &= \frac{z-1}{z} Z\left[\frac{W(s)}{s}\right] = \frac{z-1}{z} Z[W_{\Pi}(s)], \end{aligned} \quad (5.42)$$

в связи с чем в некоторых литературных источниках $W(s)/s = W_{\Pi}(s)$ называется приведенной передаточной функцией [28].

По своей сути $W_{\text{дКД}}(z)$ — приближенная (из-за использования экстраполятора нулевого порядка вместо идеального) z -передаточная функция непрерывной системы $W(s)$, приближающая $W_{\text{дКиД}}(z)$ — точную z -передаточную функцию непрерывной системы $W(s)$. $W(z) = Z[W(s)]$ по своей сути есть z -передаточная функция импульсной системы рис. 5.25, образованной из непрерывной системы рис. 5.24 постановкой на ее входе ключа.

Таким образом, устройство с z -передаточной функцией $W_{\text{дКД}}(z)$ достаточно хорошо приближенно представляет непрерывную систему $W(s)$, но его роль в системе с ЭВМ возлагается на ЭВМ (пусть ее z -передаточная функция равна $W_{\text{в}}(z)$) с экстраполятором, поэтому

$$W_{\text{дКД}}(z) = Z[W_{\text{в}}(z) W_{e0}(s, z)] = W_{\text{в}}(z) Z[W_{e0}(s, z)].$$

Однако

$$\begin{aligned} Z[W_{e0}(s, z)] &= Z\left[\frac{1-z^{-1}}{s}\right] = \\ &= \frac{z-1}{z} Z\left[\frac{1}{s}\right] = \frac{z-1}{z} \frac{z}{z-1} = 1. \end{aligned}$$

Полученный результат, однако, не следует воспринимать как рекомендацию не учитывать экстраполятор в структурной схеме рис. 5.5, так как этот результат иллюстрирует лишь то, как экстраполятор передает информацию в дискретные моменты времени, кратные τ_r . Схема же рис. 5.5 отражает еще и тот факт, что экстраполятор преобразует импульсный сигнал в непрерывный.

Аналогичным образом нетрудно убедиться, что единице равны z -преобразования, соответствующие и всем другим полиномиальным экстраполяторам, а следовательно, и идеальному экстраполятору. Например, для экстраполятора первого порядка [см. формулу (3.38)]

$$\begin{aligned} Z[W_{e1}(s, z)] &= Z\left[\frac{(\tau_r s + 1)(1 - z^{-1})^2}{\tau_r s^2}\right] = \frac{(z-1)^2}{z^2} Z\left[\frac{1}{s} + \frac{1}{\tau_r s^2}\right] = \\ &= \frac{(z-1)^2}{z^2} \left[\frac{z}{z-1} + \frac{\tau_r z}{\tau_r (z-1)^2}\right] = \frac{z-1}{z} \left[1 + \frac{1}{z-1}\right] = 1. \end{aligned}$$

С учетом этого $W_{\text{дкд}}(z) = W_{\text{в}}(z)$.

Таким образом, истинным утверждением о z -передаточной функции вычислителя $W_{\text{в}}(z)$, представляющего работу непрерывной системы $W(s)$, является не (5.23), а следующее:

$$W_{\text{в}}(z) = W_{\text{дкд}}(z) \cong W_{\text{дкд}}(z), \quad (5.43)$$

или с учетом формулы (5.42)

$$W_{\text{в}}(z) \cong \frac{z-1}{z} Z\left[\frac{W(s)}{s}\right]. \quad (5.44)$$

Тогда для рассматриваемого примера рис. 5.21, формула (5.33)

$$\begin{aligned} W_{\text{в}}(z) &= (1 - z^{-1}) Z\left[\frac{W_{\text{к}}(s)}{s}\right] = (1 - z^{-1}) Z\left[\frac{1}{s} - \frac{1,05}{s+0,1} + \frac{0,05}{s+1}\right] = \\ &= (1 - z^{-1}) \left(\frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1,05}{1 - e^{-0,1 \tau_r z^{-1}}} + \frac{0,05}{1 - e^{-\tau_r z^{-1}}}\right) = \\ &= \frac{(1 - z^{-1})(0,222z^{-1} + 0,0225z^{-2})}{1 - 1,79z^{-1} + 0,827z^{-2} - 0,037z^{-3}} = \\ &= \frac{0,222z^{-1} - 0,1995z^{-2} - 0,0225z^{-3}}{1 - 1,79z^{-1} + 0,827z^{-2} - 0,037z^{-3}} \quad (\text{для } \tau_r = 3 \text{ с}). \end{aligned}$$

$$H_{\text{дк}}(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} W_{\text{в}}(z) = \frac{0,222z^{-1} + 0,0225z^{-2}}{1 - 1,79z^{-1} + 0,827z^{-2} - 0,037z^{-3}};$$

$$\begin{aligned} &\frac{0,222z^{-1} + 0,0225z^{-2}}{0,222z^{-1} - 0,398z^{-2} + 0,1835z^{-3} - 0,00825z^{-4}} \bigg| \frac{1 - 1,79z^{-1} + 0,827z^{-2} - 0,037z^{-3}}{0 + 0,22z^{-1} + 0,42z^{-2} + 0,57z^{-3} + \dots} \\ &= 0,4205z^{-2} - 0,1835z^{-3} + 0,00825z^{-4} \\ &\quad - \\ &\quad 0,4205z^{-2} - 0,755z^{-3} + 0,348z^{-4} - 0,0156z^{-5} \\ &= 0,571z^{-3} - 0,34z^{-4} + 0,0156z^{-5}. \end{aligned}$$

Переходный процесс теперь точно совпадает со значениями $h_{\kappa}(t)$ системы рис. 5.21 в дискретные моменты времени, кратные τ_r (см. рис. 5.22 и табл. 5.2).

Если, например, ЭВМ должна реализовать интегратор, то

$$W_{\kappa}(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{1}{ss} \right] = \frac{z-1}{z} \frac{\tau_r z}{(z-1)^2} = \frac{\tau_r}{z-1}$$

(см. выражение $W_{\kappa d}(z)$ в примере рис. 5.13 из § 5.3).

С позиций положения (5.43) или (5.44) легко осмысливается причина близости к истинному результату (5.35): чисто импульсная система $W_{\kappa}(z)$, полученная с помощью z -форм, приближает $W_{\kappa}(z)$, а

$$W_{\kappa}(t) = [W_{\kappa}(s)]_{s = -\frac{1}{\tau_r} \ln z}$$

(см. § 5.4), т. е. она отвечает точному переходу к z -передаточной функции непрерывной системы $W_{\kappa}(s)$. Таким образом, $W_{\kappa}(z)$ соответствует $W_{\kappa d \kappa d}(z)$ (а не $W_{\kappa}(z)$, как нам казалось в соответствии с положением (5.23) вначале). Более того,

$$W_{\kappa}(z) = W_{\kappa d \kappa d}(z),$$

поэтому $W_{\kappa}(z)$, представляя $W_{\kappa d \kappa d}(z)$, близка к одной из $W_{\kappa d \kappa d}(z)$.

С позиций положения (5.42) становится понятным и следующее. Факт совпадения на низких частотах псевдоЛАХ $L_{\kappa \kappa}^*(v)$ (см., например, рис. 5.13) с обычной ЛАХ $L_{\kappa \kappa}(\omega)$ при соблюдении условия (5.2) с большим запасом говорит о том, что z -передаточная функция, отвечающая $L_{\kappa \kappa}^*(v)$, представляет в этих условиях именно $W_{\kappa d \kappa d}(z)$ (а не $W_{\kappa}(z)$), так как именно она обладает свойством переходить в $W_{\kappa}(s)$ при $\tau_r \rightarrow 0$.

Пусть $W_{\kappa}(s)$ представляет собой последовательное соединение двух частей

$$W_{\kappa}(s) = W_{\kappa 1}(s) W_{\kappa 2}(s).$$

Построив ЛАХ $L_{\kappa 1}(\omega)$, $L_{\kappa 2}(\omega)$, складывая их и считая затем эту сумму характеристикой соединения $L_{\kappa \kappa}^*(v)$ (согласно методике, изложенной в § 5.3), тем самым как бы признаем факт:

$$W_{\kappa d \kappa d}(z) = W_{\kappa 1 d \kappa d}(z) W_{\kappa 2 d \kappa d}(z), \quad (5.45)$$

что, конечно, неверно, так как

$$W_{\kappa d \kappa d}(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{W_{\kappa 1}(s) W_{\kappa 2}(s)}{s} \right],$$

$$\text{а } W_{\kappa 1 d \kappa d}(z) W_{\kappa 2 d \kappa d}(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{W_{\kappa 1}(s)}{s} \right] \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{W_{\kappa 2}(s)}{s} \right].$$

Действительно, если, например,

то

$$W_{\text{нн}}(s) = \frac{1}{s^2} = W_{\text{нн1}}(s) W_{\text{нн2}}(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{s},$$

$$W_{\text{нн1 д КД}}(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{1}{s^3} \right] = \frac{\tau_r^2 (z+1)}{2! (z-1)^2}; \quad (5.46)$$

$$W_{\text{нн1 д КД}}(z) = W_{\text{нн2 д КД}}(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{1}{s^2} \right] = \frac{\tau_r}{z-1};$$

$$W_{\text{нн1 д КД}}(z) W_{\text{нн2 д КД}}(z) = \frac{\tau_r^2}{(z-1)^2}, \quad (5.47)$$

откуда видно, что

$$W_{\text{нн д КД}}(z) \neq W_{\text{нн1 д КД}}(z) W_{\text{нн2 д КД}}(z).$$

Однако операция (5.45) выполняется в условиях § 5.3, т. е. при выполнении условия (5.2) с большим запасом, когда можно считать, что $\tau_r \rightarrow 0$. А в этом случае

$$\lim_{\tau_r \rightarrow 0} W_{\text{нн д КД}}(z) = \lim_{\tau_r \rightarrow 0} W_{\text{нн1 д КД}}(z) W_{\text{нн2 д КД}}(z),$$

в чем нетрудно убедиться с помощью правила Лопиталья раскрытия неопределенности, найдя вторые производные по τ_r полиномов числителей и полиномов знаменателей выражений (5.46), (5.47), имея в виду, что

$$1) \frac{dz}{d\tau_r} = sz; \quad 2) \lim_{\tau_r \rightarrow 0} z = 1, \text{ так как } z = e^{\tau_r s}$$

$$\lim_{\tau_r \rightarrow 0} W_{\text{нн1 д КД}}(z) = \lim_{\tau_r \rightarrow 0} \frac{\tau_r}{z-1} = \lim_{\tau_r \rightarrow 0} \frac{1}{sz} = \frac{1}{s}.$$

Аналогичным образом легко показать, что

$$\lim_{\tau_r \rightarrow 0} W_{\text{нн д КД}}(z) = \frac{1}{s^2}; \quad \lim_{\tau_r \rightarrow 0} W_{\text{нн1 д КД}}(z) W_{\text{нн2 д КД}}(z) = \frac{1}{s^2}.$$

Таким образом, выражение (5.45) справедливо при $\tau_r \rightarrow 0$, следовательно, там, где псевдоЛАХ хорошо представимы обычными ЛАХ, правила структурных преобразований непрерывных систем, описанных своими и обычными и z -передаточными функциями, совпадают.

3.5. ДИСКРЕТИЗИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ ЛИНЕЙНОЙ НЕПРЕРЫВНОЙ СИСТЕМЫ В ОБЛАСТИ ВРЕМЕНИ

В предыдущем параграфе рассматривался вопрос о представлении непрерывной системы дискретной на основе аппарата преобразования Лапласа, z - и w -преобразований. Здесь рассмотрим специфику представления непрерывной системы дискретной в области времени.

Дискретизированная модель линейной непрерывной системы, представленной описанием «вход-выход». Пусть некоторую непрерывную динамическую систему (см. рис. 1.1), описываемую, например, обыкновенным линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = ku(t), \quad (5.48)$$

требуется промоделировать или реализовать на ЦВМ. ЦВМ — чисто дискретное устройство, шаг квантования по времени которого τ_r определяется быстродействием ЦВМ. Поэтому с помощью ЦВМ можно реализовать только чисто дискретную модель системы с указанным τ_r .

К чисто дискретной модели системы (5.48) можно перейти, например, следующим образом. Известно, что производная

$$\frac{dy(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta y(t)}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{y(t + \Delta t) - y(t)}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{y(t) - y(t - \Delta t)}{\Delta t}.$$

Так как в чисто дискретной модели приращение времени Δt не может быть меньше величины τ_r , производную в этой модели в любой момент времени, в том числе и в момент $t = n\tau_r$, можно представить только приближенно:

$$\left[\frac{dy(t)}{dt} \right]_{t=n\tau_r} \cong \frac{y(n\tau_r) - y[(n-1)\tau_r]}{\tau_r} = \frac{\Delta y(n\tau_r)}{\tau_r}.$$

Здесь

$$\Delta y(n\tau_r) = y(n\tau_r) - y[(n-1)\tau_r]$$

называется первой разностью функции $y(t)$ (см. гл. 2). В силу этого от исходной системы (5.48) перейдем к новой системе — дискретной. Указанная дискретная система приближенно описывает исходную уравнением

$$T \Delta y_{д1}(n\tau_r) = [ku(n\tau_r) - y_{д1}(n\tau_r)] \tau_r, \quad (5.49)$$

в котором вместо производной фигурирует первая разность. Такое уравнение называется дискретно-разностным первого порядка.

Если бы в исходном уравнении присутствовала вторая производная, то ее аналогично предыдущему случаю можно было представить так:

$$\left[\frac{d^2 y(t)}{dt^2} \right]_{t=n\tau_r} = \left[\frac{d}{dt} \left(\frac{dy(t)}{dt} \right) \right]_{t=n\tau_r} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[\frac{\frac{dy(t)}{dt} - \frac{dy(t-\Delta t)}{dt}}{\Delta t} \right]_{t=n\tau_r} \cong$$

$$\cong \frac{\frac{\Delta y(n\tau_r)}{\tau_r} - \frac{\Delta y[(n-1)\tau_r]}{\tau_r}}{\tau_r} = \frac{\Delta y(n\tau_r) - \Delta y[(n-1)\tau_r]}{\tau_r^2}.$$

Выражение в числителе — приращение первой разности функции $y(t)$. Его называют второй разностью функции $y(t)$ и обозначают $\Delta^2 y(n\tau_r)$. Таким образом,

$$\left[\frac{d^2 y(t)}{dt^2} \right] \cong \frac{\Delta^2 y(n\tau_r)}{\tau_r^2},$$

а в приближенном описании типа (5.49) такой непрерывной системы фигурировали бы и первая, и вторая разности.

Продолжая этот процесс, легко непосредственно убедиться, что с помощью рассмотренного приема от линейного стационарного обыкновенного дифференциального уравнения n -го порядка придем к линейному стационарному дискретно-разностному уравнению такого же порядка.

Приближенная дискретная модель (5.49) системы (5.48) соответствует такой системе, в которую превратилась бы система (5.48), если бы ее работа стала зависеть только от дискретных моментов времени, кратных τ_r , т. е. если бы система (5.48) стала вдруг чисто дискретной. Модель (5.49) называется поэтому дискретизированной моделью системы (5.48). Она не является аналогом в области времени импульсной системы, отвечающей z -передаточной функции $W(z) = Z[W(s)]$, где

$$W(s) = k/(Ts + 1) \quad (5.50)$$

— передаточная функция системы (5.48), так как в модели (5.49) предполагается ступенчатый (а не импульсный) характер изменения ее сигналов, отчего она, вероятно, связана с той дискретной системой, которая отвечает приближенной z -передаточной функции $W_{\text{дкд}}(z)$ непрерывной системы $W(s)$. Убедиться в этом нетрудно следующим образом.

Согласно (5.50),

$$W(z) = Z \left[\frac{k/T}{s + \frac{1}{T}} \right] = \frac{k}{T} \frac{z}{z - e^{-\tau_r/T}} = \frac{k}{T} \frac{1}{1 - e^{-\tau_r/T} z^{-1}}.$$

которой соответствует дискретно-разностное уравнение

$$y(n\tau_r) - e^{-\tau_r/T} y[(n-1)\tau_r] = \frac{k}{T} u(n\tau_r). \quad (5.51)$$

С учетом (5.42)

$$\begin{aligned} W_{\text{дкд}}(z) &= \frac{z-1}{z} Z \left[k \frac{\frac{1}{T}}{s \left(s + \frac{1}{T} \right)} \right] = \\ &= \frac{k(1 - e^{-\tau_r/T})}{z - e^{-\tau_r/T}} = \frac{k(1 - e^{-\tau_r/T}) z^{-1}}{1 - e^{-\tau_r/T} z^{-1}}, \end{aligned}$$

соответствующее уравнение

$$y(n\tau_r) - e^{-\tau_r/T} y[(n-1)\tau_r] = k(1 - e^{-\tau_r/T}) u[(n-1)\tau_r]. \quad (5.52)$$

Имея в виду разложение [4]

$$e^{-\tau_r/T} = 1 - \frac{\tau_r}{T} + \frac{\tau_r^2}{2!T^2} - \dots,$$

и считая, что τ_r достаточно мало, чтобы представить $e^{-\tau_r/T}$ двумя первыми членами ряда, из выражений (5.51), (5.52) соответственно получим

$$\Delta y(n\tau_r) = \left[\frac{ku(n\tau_r)}{\tau_r} - y[(n-1)\tau_r] \right] \frac{\tau_r}{T}, \quad (5.53)$$

$$\Delta y(n\tau_r) = [ku[(n-1)\tau_r] - y[(n-1)\tau_r]] \frac{\tau_r}{T}. \quad (5.54)$$

Из сравнения выражений (5.53) и (5.54) с (5.49) видно, что дискретизированная система (5.54), отвечающая $W_{\text{дкд}}(z)$, формирует первую разность своего выходного сигнала из предыдущих (а не из текущих, как система (5.49)), дискретных значений сигналов, но по тому же, что и система (5.49), закону. Алгоритм же работы модели (5.53) существенно отличается от алгоритма работы модели (5.49) за счет сильного увеличения влияния в нем входного сигнала.

Так как система (5.49) близка к системе, соответствующей приближенной z -передаточной функции $W_{\text{дкд}}(z)$ непрерывной системы $W(s)$, она [в отличие от модели (5.53)] обладает свойством при $\tau_r \rightarrow 0$ переходить в модель непрерывной системы (5.48), однако при конечном τ_r дискретные значения ее выходного сигнала $y_{\text{дл}}(n\tau_r)$ хотя и близки, но в общем случае отличны от значений выходного

сигнала исходной системы в те же моменты времени $[y(t)]$. В этой связи возникает желание получить дискретную модель системы (5.48), близкую к системе, соответствующей $W_{\text{дкнд}}$, у которой значения выходного сигнала $y_{\text{д2}}(n\tau_r)$ совпадают со значениями выходного сигнала непрерывной системы (5.48) в соответствующие дискретные моменты времени:

$$y_{\text{д2}}(n\tau_r) = [y(t)]_{t=n\tau_r}$$

Из уравнения (5.48) имеем

$$dy(t) = [ku(t)/T - y(t)/T] dt.$$

Проинтегрировав левую и правую части полученного соотношения в пределах от $(n-1)\tau_r$ до $n\tau_r$, получим точное приращение выходной координаты на этом интервале. Следовательно, можем записать точное значение $[y(t)]$:

$$y(n\tau_r) = y[(n-1)\tau_r] + \int_{(n-1)\tau_r}^{n\tau_r} [ku(\tau)/T - y(\tau)/T] d\tau.$$

На основании этого уравнения составим модель для точных дискретных значений выхода системы (5.48):

$$y_{\text{д2}}(n\tau_r) = y_{\text{д2}}[(n-1)\tau_r] + \int_{(n-1)\tau_r}^{n\tau_r} \left[\frac{k}{T} u(\tau) - \frac{1}{T} y(\tau) \right] d\tau, \quad (5.55)$$

или

$$T \Delta y_{\text{д2}}(n\tau_r) = \int_{(n-1)\tau_r}^{n\tau_r} [ku(\tau) - y(\tau)] d\tau. \quad (5.56)$$

Из (5.55) и (5.56) видно, что найденная модель не может быть реализована в рамках чисто дискретного устройства, так как для ее построения требуется располагать всеми значениями входного и выходного сигналов системы (5.48) на интервале $[(n-1)\tau_r, n\tau_r]$. В ЦВМ же имеется информация о входном и выходном сигналах лишь в моменты, кратные τ_r , но тогда модель (5.56) вырождается в модель (5.49).

Правда, если известна какая-нибудь динамическая характеристика системы (5.48), например ее ИПФ $k(t)$, то

$$y(\tau) = \int_0^{\tau} u(\tau - \lambda) k(\lambda) d\lambda, \quad \tau \in [(n-1)\tau_r, n\tau_r].$$

В ЦВМ сигнал $u(t)$ на этом интервале может быть равен только $u[(n-1)\tau_r] = \text{const}$. Поэтому

$$y(\tau) = u[(n-1)\tau_r] \int_0^\tau k(\lambda) d\lambda,$$

и

$$\begin{aligned} \int_{(n-1)\tau_r}^{n\tau_r} \left[\frac{k}{T} u(\tau) - \frac{1}{T} y(\tau) \right] d\tau = \\ = \frac{u[(n-1)\tau_r]}{T} \int_{(n-1)\tau_r}^{n\tau_r} \left[k - \int_0^\tau k(\lambda) d\lambda \right] d\tau. \end{aligned}$$

Под интегралы входит непрерывная, однако заданная функция, поэтому результат интегрирования представляет собой известное число b_{τ_r} , которое может быть вычислено заранее вне моделирующей ЦВМ:

$$\int_{(n-1)\tau_r}^{n\tau_r} \left[k - \int_0^\tau k(\lambda) d\lambda \right] d\tau = b_{\tau_r}.$$

После этого уточненная дискретизированная модель системы (5.48) примет вид [см. (5.55)]

$$y_{\text{дз}}(n\tau_r) = y_{\text{дз}}[(n-1)\tau_r] + \frac{u[(n-1)\tau_r]}{T} b_{\tau_r}. \quad (5.57)$$

Дискретизированная модель линейной непрерывной системы в пространстве состояния. Пусть исходная непрерывная линейная стационарная система представлена в пространстве состояния [3, с. 340—377]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t); \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \right\} \quad (5.58)$$

где $x(t)$, $u(t)$, $y(t)$ — векторы соответственно состояния (n -вектор), управления (m -вектор), выхода (r -вектор); A , B , C — известные постоянные прямоугольные матрицы соответственно системы [размера $(n \times n)$], управления [размера $(n \times m)$], выхода [размера $(r \times n)$]. Тогда, опираясь на соотношение

$$\frac{dx(t)}{dt} \cong \frac{x(n\tau_r) - x[(n-1)\tau_r]}{\tau_r},$$

получим дискретизированную модель типа (5.49) для системы (5.58)

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_{\text{д1}}(n\tau_r) &= A\tau_r x_{\text{д1}}(n\tau_r) + B\tau_r u(n\tau_r); \\ y_{\text{д1}}(n\tau_r) &= Cx_{\text{д1}}(n\tau_r). \end{aligned} \right\}$$

Точную дискретизированную модель типа (5.55) можно получить, если известна, например, матрица перехода $\Omega(t, t_0)$ системы (5.58). Здесь $t = t_0$ — момент начала работы системы. Действительно,

$$x(t) = \Omega(t - t_0) x(t_0) + \int_{t_0}^t \Omega(t - \lambda) B u(\lambda) d\lambda.$$

Учитываем, что в ЦВМ

$$u(\lambda) = u[(n-1)\tau_r], \quad \lambda \in [(n-1)\tau_r, n\tau_r].$$

Тогда для $t_0 = (n-1)\tau_r$, $t = n\tau_r$ имеем

$$\left. \begin{aligned} x_{\text{д2}}(n\tau_r) &= \Omega(\tau_r) x_{\text{д2}}[(n-1)\tau_r] + \\ &+ \left[\int_{(n-1)\tau_r}^{n\tau_r} \Omega(n\tau_r - \lambda) d\lambda \right] B u[(n-1)\tau_r]; \\ y_{\text{д2}}(n\tau_r) &= C x_{\text{д2}}(n\tau_r). \end{aligned} \right\}$$

Выполним замену переменной интегрирования: $n\tau_r - \lambda = \tau$; тогда

$$\int_{(n-1)\tau_r}^{n\tau_r} \Omega(n\tau_r - \lambda) d\lambda = \int_0^{\tau_r} \Omega(\tau) d\tau = B_{\tau_r}$$

— известная числовая матрица, которая может быть вычислена заранее вне моделирующей ЦВМ. Теперь уточненная дискретизированная модель типа (5.57) системы (5.58) примет вид

$$\left. \begin{aligned} x_{\text{д2}}(n\tau_r) &= \Omega(\tau_r) x_{\text{д2}}[(n-1)\tau_r] + B_{\tau_r} B u[(n-1)\tau_r]; \\ y_{\text{д2}}(n\tau_r) &= C x_{\text{д2}}(n\tau_r). \end{aligned} \right\}$$

Глава 6. СЛУЧАЙНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМАХ

Поведение импульсных динамических систем под влиянием случайных воздействий представляет большой практический интерес при исследовании первых в неидеальных условиях реальной эксплуатации. В этой связи необходимо рассмотреть некоторые из важнейших разделов статистической динамики импульсных систем.

6.1. СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Пусть $u^*(t)$ — импульсный случайный процесс, тогда его основные в рамках корреляционной теории характеристики — среднее значение $m_{u^*}(n\tau_r)$ и корреляционная функция $R_{u^*}(n\tau_r, \nu\tau_r)$, $n, \nu = 0, 1, 2, \dots$

$$m_{u*}(n\tau_r) = M[u^*(t)] = M\left[\sum_{n=0}^{\infty} u(n\tau_r)\delta(t-n\tau_r)\right] = \\ = \sum_{n=0}^{\infty} M[u(n\tau_r)]\delta(t-n\tau_r) = \sum_{n=0}^{\infty} m_u(n\tau_r)\delta(t-n\tau_r), \quad (6.1)$$

так как видно, что

$$M[u(n\tau_r)] = \{M[u(t)]\}_{t=n\tau_r} = [m_u(t)]_{t=n\tau_r} = m_u(n\tau_r).$$

Здесь $m_u(t)$ — среднее значение непрерывного случайного процесса $u(t)$, M — символ операции математического ожидания [9].

$$R_{u*}(n\tau_r, v\tau_r) = M\{[\dot{u}^*(t_1)]_{t_1=n\tau_r} [\dot{u}^*(t_2)]_{t_2=v\tau_r}\},$$

где $\dot{u}^*(t) = u^*(t) - m_{u*}(n\tau_r)$ — центрированный случайный импульсный процесс.

$$R_{u*}(n\tau_r, v\tau_r) = M\left[\sum_{n=0}^{\infty} \dot{u}(n\tau_r)\delta(t_1-n\tau_r) \sum_{v=0}^{\infty} \dot{u}(v\tau_r)\delta(t_2-v\tau_r)\right] = \\ = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{v=0}^{\infty} M[\dot{u}(n\tau_r)\dot{u}(v\tau_r)]\delta(t_1-n\tau_r)\delta(t_2-v\tau_r) = \\ = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{v=0}^{\infty} R_u(n\tau_r, v\tau_r)\delta(t_1-n\tau_r)\delta(t_2-v\tau_r), \quad (6.2)$$

так как

$$M[\dot{u}(n\tau_r)\dot{u}(v\tau_r)] = \{M[\dot{u}(t_1)\dot{u}(t_2)]\}_{\substack{t_1=n\tau_r \\ t_2=v\tau_r}} = \\ = [R_u(t_1, t_2)]_{\substack{t_1=n\tau_r \\ t_2=v\tau_r}} = R_u(n\tau_r, v\tau_r).$$

Здесь $R_u(t_1, t_2)$ — автокорреляционная функция непрерывного случайного процесса $u(t)$.

Из (6.1) и (6.2) следует, что характеристики m_{u*} , R_{u*} — одномерная и двумерная совокупности дискретных значений соответственно; выражение $\delta(t_1-n\tau_r)\delta(t_2-v\tau_r)$ описывает двумерную совокупность дельта-функций:

$$\delta(t_1-n\tau_r)\delta(t_2-v\tau_r) = \begin{cases} \infty, & t_1=n\tau_r \text{ и } t_2=v\tau_r; \\ 0, & t_1 \neq n\tau_r \text{ или } t_2 \neq v\tau_r, \end{cases} \quad (6.3)$$

которая, как и в случае модели (1.2), модулирована не по амплитуде а по площади.

Если $u^*(t)$ — процесс стационарный, то

$$m_{u*}(n\tau_r) = m_{cu*} = \text{const}^*;$$

$$R_{u*}(n\tau_r, \nu\tau_r) = R_{cu*}(\nu\tau_r - n\tau_r).$$

Пусть $\nu = n + l$, тогда аналогично тому, как были получены (2.1) (2.2), имеем

$$m_{cu*} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m_{cu} \delta(t - n\tau_r); \quad (6.4)$$

$$R_{cu*}(l\tau_r) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l\tau_r) \delta(\tau - l\tau_r), \quad (6.5)$$

где m_{cu} , $R_{cu}(\tau)$ — среднее значение и корреляционная функция стационарного непрерывного процесса $u(t)$, τ — сдвиг по времени.

Чисто формальное использование представления импульсного сигнала в форме (1.2) при получении статистических характеристик по алгоритмам теории непрерывных случайных процессов [9] может привести к некоторым неожиданностям и даже к неверным результатам в случае, когда в силу справедливости эргодического свойства сигнала $u^*(t)$ вместо осреднения по совокупности осуществляется осреднение по времени:

$$\begin{aligned} m_{cu*} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u^*(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{\infty} u(n\tau_r) \delta(t - n\tau_r) dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{N\tau_r} \sum_{n=0}^{\infty} u(n\tau_r), \end{aligned} \quad (6.6)$$

где $T = N\tau_r$ — интервал осреднения по времени.

Согласно (6.6), усреднять нужно на непрерывном интервале, что в данном случае неверно, так как полезная информация о сигнале содержится только в дискретных отсчетах внутри интервала — на числе этих отсчетов и нужно осреднять:

$$m_{cu*} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N u(n\tau_r) \cong \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N u(n\tau_r). \quad (6.7)$$

Верный результат удалось получить после того, как над импульсным сигналом была выполнена операция, отвечающая физической сути преобразования, соответствующего тому, которое осуществляется над непрерывным сигналом в теории непрерывных случайных сигналов.

Аналогично для корреляционной функции

$$R_{cu*}(l \tau_r) \cong (1/(N-l+1)) \sum_{n=0}^{N-l} \dot{u}(n \tau_r) \dot{u}[(n+l) \tau_r], \quad (6.8)$$

верхний предел суммирования и делитель перед суммой изменены из-за того, что в силу ограниченности интервала усреднения для последних l значений сигнала $\dot{u}(n \tau_r)$ вторые сомножители при подстановке в формулу (6.8) отсутствуют, таким образом, фактический интервал усреднения при вычислении корреляционной функции уменьшается на $l \tau_r$ — он равен $(N-l) \tau_r$.

Из сравнения формул (6.7), (6.8) и (6.4), (6.5) следует, что первые не описывают функции m_{cu*} и $R_{cu*}(l \tau_r)$, а дают возможность вычислять соответствующие значения этих функций.

В теории непрерывных систем известен ряд формул, связывающих, например, средние значения и корреляционные функции входного и выходного случайных процессов динамической системы [9]. Указанные формулы очень удобно физически интерпретируются, если статистические характеристики сигналов (m_u , $R_u(\tau)$) рассматривать как обычные сигналы, имеющие форму этих характеристик: $m_u(t)$ и $R_u(t)$.

По аналогии в теории импульсных систем достаточно ввести в рассмотрение импульсные функции

$$m_{cu*}^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} m_{cu*} \delta(t - n \tau_r);$$

$$R_{cu*}^*(t) = \sum_{l=0}^{\infty} R_{cu*}(l \tau_r) \delta(t - l \tau_r),$$

где m_{cu*} и $R_{cu*}(l \tau_r)$ — выражения, определяемые (6.7), (6.8).

В теории непрерывных стационарных эргодических случайных процессов большую прикладную роль играет $S_u(\omega)$ — преобразование Фурье корреляционной функции — спектральная плотность. В этой связи рассмотрим $S_{u*}(\omega)$ — преобразование Фурье, соответствующее корреляционной функции $R_{u*}(l \tau_r)$ импульсного сигнала, — спектральную плотность стационарного случайного импульсного сигнала:

$$S_{u*}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{cu*}(l \tau_r) e^{-j \omega \tau} d \tau$$

(см. (6.5), откуда видно, что $R_{cu*}(l \tau_r)$ является функцией дискретных значений переменной τ).

Далее

$$\begin{aligned}
 S_{u*}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l \tau_r) \delta(\tau - l \tau_r) e^{-j \omega \tau} d\tau = \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l \tau_r) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau - l \tau_r) e^{-j \omega \tau} d\tau = \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l \tau_r) e^{-j \omega l \tau_r}.
 \end{aligned} \quad (6.9)$$

Формулу (6.9) можно представить следующим образом:

$$S_{u*}(\omega) = 1/(2N+1) \sum_{\mu=-N}^N \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l \tau_r) e^{-j \omega l \tau_r}. \quad (6.10)$$

Действительно, так как выражение под суммами не зависит от индекса суммирования первой суммы, то

$$\begin{aligned}
 &\frac{1}{2N+1} \sum_{\mu=-N}^N \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l \tau_r) e^{-j \omega l \tau_r} = \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l \tau_r) e^{-j \omega l \tau_r} \frac{1}{2N+1} \sum_{\mu=-N}^N 1 = \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l \tau_r) e^{-j \omega l \tau_r} \frac{2N+1}{2N+1} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l \tau_r) e^{-j \omega l \tau_r}.
 \end{aligned}$$

В (6.9) в силу справедливости эргодического свойства

$$R_{cu}(l \tau_r) = M \{ \dot{u}(n \tau_r) \dot{u}[(n+l) \tau_r] \},$$

где $n \tau_r$ — произвольно выбранный момент времени, он может быть, в частности, равен $\mu \tau_r$, в связи с чем (6.10) примет вид

$$S_{u*}(\omega) = M \left\{ \frac{1}{2N+1} \sum_{\mu=-N}^N \dot{u}(\mu \tau_r) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \dot{u}[(\mu+l) \tau_r] e^{-j \omega l \tau_r} \right\}.$$

Предполагается, что здесь производится обработка не текущих сигналов, а совокупности их полученных ранее записей, которые имеют отличные от нуля значения и после и до рассматриваемого момента времени.

Во второй сумме выполним замену переменной

$$\mu + l = l', \quad l = l' - \mu.$$

Тогда эта сумма представляется следующим образом:

$$\sum_{l'=-\infty}^{\infty} \dot{u}(l' \tau_r) e^{-j \omega (l' - \mu) \tau_r} = \\ = e^{j \omega \mu \tau_r} \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \dot{u}(l' \tau_r) e^{-j \omega l' \tau_r} = e^{j \omega \mu \tau_r} \dot{U}^*(j \omega),$$

где

$$\dot{U}^*(j \omega) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \dot{u}(l' \tau_r) e^{-j \omega l' \tau_r}$$

— преобразование Фурье импульсного сигнала $\dot{u}^*(t)$ (см., например, (6.9)). Выражение для $S_{u*}(\omega)$ примет вид

$$S_{u*}(\omega) = M \left[\frac{1}{2N+1} \dot{U}^*(j \omega) \sum_{\mu=-N}^N \dot{u}(\mu \tau_r) e^{j \omega \mu \tau_r} \right].$$

Обозначив $\omega_1 = \omega$, нетрудно заметить, что, согласно (6.9), формула, объединенная суммой, при $N \rightarrow \infty$ есть преобразование Фурье импульсного сигнала $\dot{u}^*(t)$ переменной $j \omega_1$, т. е.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{\mu=-N}^N \dot{u}(\mu \tau_r) e^{j \omega \mu \tau_r} = \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \dot{u}(\mu \tau_r) e^{-j \omega_1 \mu \tau_r} = \dot{U}^*(j \omega_1) = \overline{\dot{U}^*(j \omega)},$$

где черта сверху означает выражение, комплексно-сопряженное выражению без черты. Поэтому

$$S_{u*}(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} M [\dot{U}^*(j \omega) \overline{\dot{U}^*(j \omega)}]. \quad (6.11)$$

В анализе непрерывных линейных стационарных систем [1] часто пользуются формальным правилом

$$\Phi(j \omega) = [\Phi(s)]_{s=j \omega}$$

Распространив его на случай импульсных систем, получим

$$[S_{u*}(\omega)] = S_{u*}(s)_{j \omega = s} \quad (6.12)$$

— двустороннее преобразование Лапласа от дискретной функции $R_{eu*}(\tau)$ (поскольку $S_{u*}(\omega)$ — преобразование Фурье этой функции — см. формулу (6.9)), но тогда $S_{u*}(s)$ — двустороннее дискретное преобразование Лапласа от $R_{eu} \tau$. Поэтому

$$[S_{u*}(s)]_{e^{\tau_r} s = z} = S_{u*}(z) \quad (6.13)$$

— двустороннее z -преобразование, соответствующее $R_{cu*}(\tau)$. А для z -преобразования в § 2.5 выведена формула обращения (2.35), в соответствии с которой имеем

$$R_{cu*}^*(\tau) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} S_{u*}(z) z^{n-1} dz \quad (6.14)$$

(с учетом того, что абсцисса сходимости функции $R_{cu*}(\tau)$ равна нулю).

Поскольку $D_{cu*} = [R_{cu*}^*(\tau)]_{\tau=0}$, на основании (6.14) получим

$$D_{cu*} = \left[\frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} S_{u*}(z) z^{n-1} dz \right]_{n\tau_r=0}. \quad (6.15)$$

Вычисление интеграла (6.14) по теореме вычетов [30] не вызывает принципиальных затруднений, однако выполним в нем замену переменных $z = e^{\tau_r s}$. При этой замене $\ln z = \tau_r s$, следовательно, $\tau_r ds = dz/z$, откуда $dz = z \tau_r ds$.

Вспомним также, что $[S_{u*}(z)]_{z=e^{\tau_r s}} = S_{u*}(s)$ (см. (6.13)), а также то, что окружности единичного радиуса плоскости z соответствует любой отрезок мнимой оси плоскости s длиной ω_r , например, отрезок $[-j\frac{\omega_r}{2}, j\frac{\omega_r}{2}]$. Тогда

$$R_{cu*}^*(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{cu*}(n\tau_r) \delta(\tau - n\tau_r) = \frac{\tau_r}{2\pi j} \int_{-j\frac{\omega_r}{2}}^{+j\frac{\omega_r}{2}} S_{u*}(s) e^{n\tau_r s} ds.$$

Выполним еще замену переменной $s = j\omega$ (см. (6.12)):

$$\begin{aligned} R_{cu*}^*(n\tau_r) &= \frac{\tau_r}{2\pi j} \int_{-j\frac{\omega_r}{2}}^{+j\frac{\omega_r}{2}} S_{u*}(\omega) e^{jn\tau_r \omega} j d\omega = \\ &= \frac{1}{\omega_r} \int_{-\frac{\omega_r}{2}}^{\frac{\omega_r}{2}} S_{u*}(\omega) e^{jn\tau_r \omega} d\omega. \end{aligned} \quad (6.16)$$

Для дисперсии [см. (6.15)]:

$$D_{cu*} = \frac{1}{\omega_r} \int_{-\frac{\omega_r}{2}}^{\frac{\omega_r}{2}} S_{u*}(\omega) d\omega \quad (\text{см. [6]}). \quad (6.17)$$

Если функция $S_{u*}(s)$ представима в виде

$$S_{u*}(s) = \left| \frac{M_{u*}(e^{\tau_r s})}{N_{u*}(e^{\tau_r s})} \right|^2 = \left| \frac{g_0 + g_1 e^{\tau_r s} + \dots + g_{\mu-1} e^{(\mu-1)\tau_r s}}{d_0 + d_1 e^{\tau_r s} + \dots + d_{\mu} e^{\mu\tau_r s}} \right|, \quad (6.18)$$

то значение интеграла в правой части формулы (6.17)

$$\frac{1}{\omega_r} \int_{-\frac{\omega_r}{2}}^{\frac{\omega_r}{2}} S_{u*}(\omega) d\omega = J_{\mu} \quad (6.19)$$

— выражается через значения коэффициентов полиномов $M_{u*}(e^{\tau_r s})$ и $N_{u*}(e^{\tau_r s})$ с помощью определителя Мизеса для уравнения $N_{u*}(e^{\tau_r s}) = 0$ [15], [6].

В частности,

$$J_1 = \frac{g_0^2}{d_1^2 - d_0^2},$$

$$J_2 = \frac{(g_0^2 - g_1^2) d_2 (d_0 + d_2) - 2g_0 g_1 d_2 d_1}{d_2 [(d_2^2 - d_0^2) (d_0 + d_2) - (d_1 d_2 - d_0 d_1) d_1]}.$$

Поскольку $e^{\tau_r s} = z$ и $z = \frac{1+w}{1-w}$ [см. (2.28)], (5.17)], то $e^{\tau_r s} = (1+w)/(1-w)$. Из § 5.2 известно, что отрезок мнимой оси от $-\omega_r/2$ до $\omega_r/2$ плоскости s отображается в мнимую ось плоскости w

$$\left\{ \begin{array}{l} [\operatorname{Im} s] \\ \operatorname{Re} s = 0 \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} [\operatorname{Im} w] \\ \operatorname{Re} w = 0 \end{array} \right\},$$

$$\omega \in \left[-\frac{\omega_r}{2}, \frac{\omega_r}{2} \right]$$

$$\text{Но } \left\{ \begin{array}{l} [\operatorname{Im} s] \\ \operatorname{Re} s = 0 \end{array} \right\} = \omega, \quad \text{а } \left\{ \begin{array}{l} [\operatorname{Im} w] \\ \operatorname{Re} w = 0 \end{array} \right\} = \bar{v} = v\tau_r/2$$

[см. (5.11 и 5.15)], поэтому

$$\left\{ \begin{array}{l} [e^{\tau_r s}] \\ s = j\omega \end{array} \right\} = [(1+w)/(1-w)]$$

$$\omega \in \left[-\frac{\omega_r}{2}, \frac{\omega_r}{2} \right] \quad w = jv \frac{\tau_r}{2}$$

т. е.

$$[e^{j\omega\tau_r}] = \frac{1 + jv \frac{\tau_r}{2}}{1 - jv \frac{\tau_r}{2}}, \quad \omega \in \left[-\frac{\omega_r}{2}, \frac{\omega_r}{2} \right] \quad (6.20)$$

Выполнив замену (6.20) в функции $[S_{u*}(s)]_{s=j\omega}$, получим

$$S_{u*}(v) = \left\{ [S_{u*}(s)]_{s=j\omega} \right\}_{e^{j\omega\tau_r} = \frac{1+jv\frac{\tau_r}{2}}{1-jv\frac{\tau_r}{2}}}, \quad (6.21)$$

и если функция $S_{u*}(s)$ имеет вид (6.18), то $S_{u*}(v)$ представляет собой дробно-рациональное выражение.

Продифференцировав левую и правую части выражения (6.20), имеем

$$j\tau_r e^{j\omega\tau_r} d\omega = \frac{j\frac{\tau_r}{2} \left(1 - jv\frac{\tau_r}{2}\right) + \left(1 + jv\frac{\tau_r}{2}\right) j\frac{\tau_r}{2}}{\left(1 - jv\frac{\tau_r}{2}\right)^2} dv,$$

с учетом формулы (6.20)

$$j\tau_r \frac{1 + jv\frac{\tau_r}{2}}{1 - jv\frac{\tau_r}{2}} d\omega = \frac{j\tau_r}{\left(1 - jv\frac{\tau_r}{2}\right)^2} dv,$$

откуда

$$d\omega = \frac{dv}{\left|1 + jv\frac{\tau_r}{2}\right|^2}. \quad (6.22)$$

Имея в виду то, что при $\omega = \omega_r/2$ переменная $v = \infty$ [см. формулу (5.15)], а также выражения (6.12), (6.21), (6.22), с помощью замены переменных (6.20) в формуле (6.16) получим зависимость

$$R_{cu*}(n\tau_r) = \frac{1}{\omega_r} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{1 - jv\frac{\tau_r}{2}}{1 + jv\frac{\tau_r}{2}} \right]^n \frac{S_{u*}(v) dv}{\left|1 + jv\frac{\tau_r}{2}\right|^2}, \quad (6.23)$$

откуда

$$D_{cu*} = \frac{1}{\omega_r} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_{u*}(v) dv}{\left|1 + jv\frac{\tau_r}{2}\right|^2}. \quad (6.24)$$

Таким образом, спектральная плотность в форме $S_{u*}(v)$ удобна тем, что дисперсию дискретного случайного процесса в соответст-

вии с (6.24) можно найти с помощью таблиц J_n интегралов, используемых при исследовании непрерывных случайных процессов [12], так как подынтегральное выражение в (6.24) приводится к требуемому для этого виду.

6.2. ПРОХОЖДЕНИЕ СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА ЧЕРЕЗ ИМПУЛЬСНУЮ СИСТЕМУ, ПРЕДСТАВЛЕННУЮ НА РИС. 6.1

Согласно формуле (6.11), взаимная спектральная плотность выходного и входного импульсных сигналов

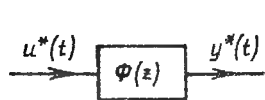


Рис. 6.1

$$S_{y^* u^*}(j\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} M [\dot{Y}^*(j\omega) \overline{\dot{U}(j\omega)}],$$

но $\dot{Y}^*(j\omega) = \Phi^*(j\omega) \dot{U}^*(j\omega)$ (см. формулу (3.9), в которой сделаны замены $z = e^{j\omega T}$, $s = j\omega$). Тогда

$$\begin{aligned} S_{y^* u^*}(j\omega) &= \Phi^*(j\omega) \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} M [\dot{U}^*(j\omega) \overline{\dot{U}^*(j\omega)}] = \\ &= \Phi^*(j\omega) S_{u^*}(j\omega), \end{aligned}$$

так как $\Phi^*(j\omega)$ — неслучайная функция.

Спектральная плотность выходного импульсного сигнала (см. формулу (6.11))

$$\begin{aligned} S_{y^*}(\omega) &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} M [\dot{Y}^*(j\omega) \overline{\dot{Y}^*(j\omega)}] = \\ &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} M [\Phi^*(j\omega) \dot{U}^*(j\omega) \overline{\Phi^*(j\omega) \dot{U}^*(j\omega)}] = \\ &= \Phi^*(j\omega) \overline{\Phi^*(j\omega)} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} M [\dot{U}^*(j\omega) \overline{\dot{U}^*(j\omega)}], \end{aligned}$$

так как $\Phi^*(j\omega)$ — неслучайная функция.

Таким образом,

$$S_{y^*}(\omega) = S_{u^*}(\omega) |\Phi^*(j\omega)|^2. \quad (6.25)$$

Так как

$$\begin{aligned} [\Phi^*(j\omega)] &= \Phi(z); & [\Phi(z)] &= \Phi(\omega); & [\Phi(\omega)] &= \Phi(j\nu), \\ e^{j\omega T} &= z & z &= \frac{1+\omega}{1-\omega} & \omega &= j\frac{2\nu}{T} \end{aligned}$$

[см. формулы (3.8), (5.17), (5.18)], то с учетом (6.12) и замены (6.20) из выражения (6.25) получим

$$S_{y^*}(\nu) = S_{u^*}(\nu) |\Phi(j\nu)|^2. \quad (6.26)$$

6.3. ВЫЧИСЛЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА ПО ЕГО КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Спектральная плотность $S_{u*}(\omega)$ импульсного случайного сигнала $u^*(t)$ — есть преобразование Фурье корреляционной функции $R_{cu*}(\tau)$ этого сигнала [см. формулу (6.9)]

$$S_{u*}(\omega) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu}(l\tau_r) e^{-j\omega l\tau_r}.$$

Введем в рассмотрение функции

$$R_{cu+}(l\tau_r) = \begin{cases} R_{cu}(l\tau_r), & l \geq 0, \\ 0, & l < 0; \end{cases} \quad (6.27)$$

$$R_{cu-}(l\tau_r) = \begin{cases} R_{cu}(l\tau_r), & l \leq 0, \\ 0, & l > 0. \end{cases} \quad (6.28)$$

Тогда $R_{cu}(l\tau_r) = R_{cu+}(l\tau_r) + R_{cu-}(l\tau_r) - R_{cu}(0)$, в силу чего формулу (6.9) можно привести к виду

$$S_{u*}(\omega) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu+}(l\tau_r) e^{-j\omega l\tau_r} + \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{cu-}(l\tau_r) e^{-j\omega l\tau_r} - R_{cu}(0).$$

С учетом формул (6.27), (6.28)

$$\begin{aligned} S_{u*}(\omega) &= \sum_{l=0}^{\infty} R_{cu+}(l\tau_r) e^{-j\omega l\tau_r} + \sum_{l=-\infty}^0 R_{cu-}(l\tau_r) e^{-j\omega l\tau_r} - \\ &- R_{cu}(0) = S_{u*+}(\omega) + S_{u*-}(\omega) - R_{cu}(0), \end{aligned} \quad (6.29)$$

где обозначено

$$\begin{aligned} S_{u*+}(\omega) &= \sum_{l=0}^{\infty} R_{cu+}(l\tau_r) e^{-j\omega l\tau_r}, \\ S_{u*-}(\omega) &= \sum_{l=-\infty}^0 R_{cu-}(l\tau_r) e^{-j\omega l\tau_r}. \end{aligned}$$

Представление спектральной плотности $S_{u*}(\omega)$ в формуле (6.29) называется ее сепарацией.

Из сопоставления выражения для $S_{u*+}(\omega)$ и формулы для z -преобразования (2.22) с учетом того, что $z = e^{\tau_r s}$, нетрудно заметить, что

$$S_{u*+}(\omega) = \left\{ [S_{u*+}(z)]_{z=e^{\tau_r s}} \right\}_{s=j\omega}, \quad (6.30)$$

где $S_{u*+}(z)$ — z -преобразование, соответствующее функции $R_{cu+}(l\tau_r)$.

В выражении для $S_{u*}(\omega)$ сделаем замену индекса суммирования $l = -l_1$, тогда

$$S_{u*}(\omega) = \sum_{l_1=-\infty}^0 R_{cu}(-l_1\tau_r) e^{j\omega l_1\tau_r}.$$

Рассматривая функцию $R_{cu}(-l_1\tau_r)$ как зависимость от $l_1\tau_r$, получим новую функцию $R_{cu}(l_1\tau_r)$, тогда с учетом формулы (2.22)

$$S_{u*}(\omega) = \sum_{l_1=0}^{\infty} R_{cu}(l_1\tau_r) e^{j\omega l_1\tau_r} = \left\{ [S_{u*}(z)]_{\substack{z=e^{-\tau_r s} \\ s=j\omega}} \right\}, \quad (6.31)$$

где $S_{u*}(z)$ — z -преобразование, соответствующее функции $R_{cu}(l_1\tau_r)$.

Выражения (6.29), (6.30), (6.31), (6.27), (6.28) показывают, что спектральная плотность импульсного сигнала может быть вычислена по его корреляционной функции с помощью z -преобразования. Это в силу сравнительной бедности таблиц преобразования Фурье имеет большое практическое значение.

Таким образом, из гл. 6 следует, что для импульсных систем существуют аналоги всем соотношениям, обычно наиболее широко используемым при анализе линейных стационарных непрерывных систем при случайных воздействиях.

Глава 7. УЧЕТ ЭФФЕКТА ОТ КВАНТОВАНИЯ ПО УРОВНЮ

Как уже упоминалось, микроЭВМ, встроенная в САР, может обладать очень небольшой разрядной сеткой. В силу чего существенное влияние на работу системы в этом случае окажут эффекты от квантования по уровню. Рассмотрим некоторые методы учета этого эффекта.

7.1. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ С МИКРОЭВМ С УЧЕТОМ КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПО УРОВНЮ

Структурная схема, поясняющая работу кодово-импульсного устройства (КИУ), соответствует рис. 1.9. Если воспользоваться предложенной в гл. 1 моделью импульсного квантователя по времени (см. § 1.2), то структурная схема КИУ примет вид рис. 7.1. Модель КИУ дополняется по сравнению с моделью импульсного устройства существенно нелинейным элементом со статической характеристикой, представляющей собой ступенчатую линию, ось которой (см. штрихпунктир на рис. 7.1) является биссектрисой 1-го и 3-го координатных углов. Размер ступенек определяется шагом кван-

Из рис. 7.3 следует, что САР с микроЭВМ с учетом эффекта квантования по уровню представляет собой сложную дискретную динамическую систему с существенной нелинейностью. Анализ такой системы — трудная задача, которая, решается, как правило, различными приближенными методами. В качестве примера рассмотрим два наиболее распространенных из них.

7.2. УЧЕТ ЭФФЕКТА ОТ КВАНТОВАНИЯ ПО УРОВНЮ МЕТОДОМ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

САР с микроЭВМ (см. рис. 7.3) — замкнутая импульсная система со ступенчатой нелинейностью. Могут ли в нелинейных импульсных системах создаться условия для возникновения автоколебания?

Пусть на выходе непрерывной части системы рис. 7.3 случайно возник гармонический сигнал $y(t) = y_r(t) = a_r \cos \omega_r t$, такой, что, например, $T_r = 8\tau_r/3$ (рис. 7.4, а). Здесь $T_r = 2\pi/\omega_r$. Могут ли при отсутствии сигнала $u(t)$ такие колебания поддерживаться

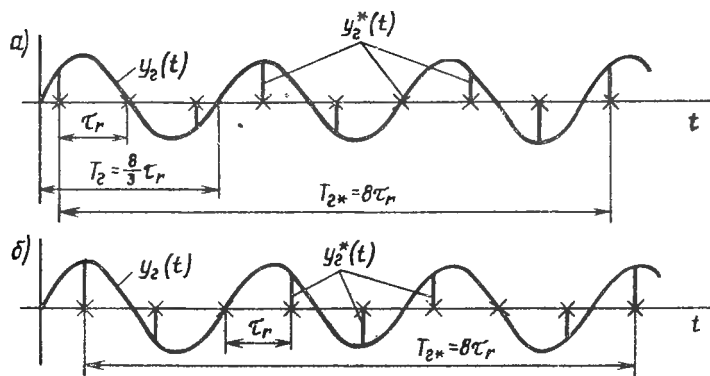


Рис. 7.4

в этой системе? Поступив на импульсный элемент (Н—Д), такты работы которого отмечены на рис. 7.4 крестиками, сигнал $y_r(t)$ преобразуется в сигнал $y_r^*(t)$. Этот сигнал негармонический, но, как видно из рисунка, периодический с периодом $T_{r*} = 8\tau_r$. После линейного преобразования в ЦВМ он поступит на вход нелинейного элемента, на выходе которого сформируется периодический (с тем же периодом $8\tau_r$) сигнал $y_{1\text{кв}}^*(t)$. Непрерывная инерционная часть системы в силу ограниченности ее полосы пропускания (гипотеза фильтра [12]) сформирует на своем выходе непрерывный сигнал $y_r'(t)$, близкий к гармоническому, частота которого равна частоте первой гармоники разложения сигнала $y_2(t)$ (на выходе преобразователя Д—Н) в ряд Фурье, т. е. частоте, соответствующей

периоду $8\tau_r$. На рис. 7.5 сигнал $y_r'(t)$ изображен в масштабе по оси абсцисс в три раза более крупном, чем сигнал $y_r(t)$ на рис. 7.4, а. Теперь на выходе ключа образуется (см. рис. 7.5) периодический импульсный сигнал $y_r^*(t)$ периода $T_{r*} = 8\tau_r$ — такого же, как и на входе ключа. Периодический такого же периода образуется сигнал на выходе нелинейного элемента и, следовательно, на выходе линейной непрерывной части. Таким образом, возникший произвольный гармонический сигнал $y(t) = y_r(t)$ в контуре не сохранился, однако вследствие его появления в системе сформировался гармонический сигнал $y(t) = y_r'(t)$ новой частоты, который при определенных условиях поддерживаться ею может.

Здесь имеется в виду тот факт, что для этого сигнала выполнено одно из необходимых условий наличия в системе незатухающих колебаний — период сигнала в произвольной точке замкнутого контура должен не измениться при возвращении сигнала в эту точку после прохождения по контуру.

При наличии незатухающих колебаний (и выполнении гипотезы фильтра [12]) можно производить расчет системы методом гармонической линеаризации. В [15] получены коэффициенты импульсной гармонической линеаризации q^* , связывающие гармонический импульсный сигнал на входе нелинейности с первой гармоникой разложения импульсного выходного сигнала этой нелинейности, в ряд Фурье (согласно идее, лежащей в основе метода гармонической линеаризации).

Форма импульсного гармонического сигнала

$$y_r^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_r \cos(\omega_r n\tau_r + \varphi_r) \delta(t - n\tau_r)$$

определяется не только его амплитудой a_r и частотой ω_r , но и сдвигом фазы φ_r (сравни сигналы $y_r^*(t)$ на рис. 7.4, а, б. имеющие одинаковые a_r и ω_r , но разные φ_r). Поэтому и коэффициент импульсной гармонической линеаризации зависит от трех переменных: a_r , ω_r , φ_r .

Из рассмотренного примера следует, что незатухающие свободные колебания при справедливости гипотезы фильтра могут существовать в замкнутой нелинейной импульсной системе только тогда, когда период сигнала $y_r^*(t)$ равен периоду сигнала $y_r(t)$, что возможно только в том случае, если T_r содержит целое число периодов дискретности τ_r , причем не менее двух. В связи с чем период T_r при решении данной задачи измеряется в относительной мере — в периодах дискретности: $\bar{T}_r = T_r/\tau_r$ — относительный период, следовательно, относительная частота

$$\bar{\omega} = 2\pi/\bar{T} = 2\pi\tau_r/T_r = \omega\tau_r = \pi/N, \quad (7.1)$$

где $N = T_r/2\tau_r$ — относительный полупериод колебаний, причем $N = 1, 2, \dots$

Таким образом, если нелинейность описывается статической характеристикой $x_2 = f(x_1)$, где x_2 и x_1 соответственно ее выход и вход, то [15]

$$q^*(a_r, \varphi_r, N) = \frac{2}{a_r N} \sum_{v=1}^{N-1} f \left[a_r \cos \left(\frac{\pi}{N} v + \varphi_r \right) \right] e^{-j \left(\frac{\pi}{N} v + \varphi_r \right)}. \quad (7.2)$$

Необходимым условием наличия незатухающих свободных колебаний в линеаризованной импульсной системе рис. 7.3 является условие попадания корней знаменателя ее дискретной передаточной функции

$$1 + q^*(a_r, \varphi_r, N) W_{\vartheta}^* \left(j \frac{\pi}{N} \right) = 0 \quad (7.3)$$

на мнимую ось, где $W_{\vartheta}^* \left(j \frac{\pi}{N} \right)$ — z -АФЧХ линейной части системы рис. 7.3, в которой частота ω выражена через относительную частоту $\bar{\omega}$:

$$W_{\vartheta}^* \left(j \frac{\pi}{N} \right) = [W_{\vartheta}(z)], \quad z = e^{j \frac{\pi}{N}}, \quad s = j\omega, \quad \omega = \bar{\omega} / \tau_r, \quad \bar{\omega} = \pi / N \quad (7.4)$$

причем $\bar{\omega}$ изменяется в диапазоне от 0 до π , так как при $\omega = 0$ $\bar{\omega} = 0$, а при $\omega = \omega_r/2$, $\bar{\omega} = 2\pi\tau_r/\tau_r/2 = \pi$ [см. формулу (7.1)],

$$W_{\vartheta}(z) = W_{\vartheta_{\text{нн}}}(z) W_{\text{нд}}(z) \quad (\text{см. § 5.3})$$

$$W_{\vartheta_{\text{нн}}}(z) = Z \left[\frac{W_{\text{об}}(s)}{s} \right] \left(\frac{z-1}{z} \right);$$

$$W_{\text{нд}}(z) = W_{\text{в}}(z).$$

При вычислении $q^*(a_r, \varphi_r, N)$ по (7.2) удобно нелинейность на рис. 7.3 представить [16] как параллельное соединение (сумму) релейных нелинейностей (рис. 7.6).

Уравнение (7.3) представим в виде

$$W_{\vartheta}^* \left(j \frac{\pi}{N} \right) = - \frac{1}{q^*(a_r, \varphi_r, N)} = -M^*(a_r, \varphi_r, N). \quad (7.5)$$

Частота автоколебаний может принять значение лишь из ряда значений, соответствующих относительным частотам π/N , $N = 1, 2, \dots$ [см. выражение (7.1)], поэтому для каждого из этих значений частоты с помощью соотношения (7.5) можно найти амплитуду a_r и фазу φ_r автоколебаний, если последние имеют место. Для реше-

ния этой задачи, например, частотным методом нужно построить z -АФЧХ (7.4) системы и совокупность по N семейств по φ_r кривых $(-M^*(a_r, \varphi_r, N))$ — см. рис. 7.7, а, б. Из рис. 7.7, б видно, что предельного цикла на относительной частоте $\bar{\omega} = \pi/4$ (с периодом $8\tau_r$) в системе быть не может, так как точка кривой $W^*(j\pi/N)$, соответствующая $\bar{\omega} = \pi/4$, находится вне поля кривых $(-M^*(a_r, \varphi_r, N))$ для $N=4$ и на одну из них точка $W^*(j\pi/4)$ не попадает, а следовательно, на этой частоте равенство (7.5) не удовлетворится.

На частоте же $\bar{\omega} = \pi/2$ предельный цикл существует (точка $W^*(j\pi/2)$) находится в поле кривых $-M^*(a_r, \varphi_r, N)$ для $N=2$ — см. рис. 7.7, а). Если $a_{r1} > a_{r2} > a_{r3}$, то этот предельный цикл устойчивый, и в системе возникнут автоколебания на частоте $\bar{\omega} = \pi/2$ (периода $4\tau_r$) с амплитудой a_{r23} ($a_{r3} < a_{r23} < a_{r2}$) и фазой φ_{r12} ($\varphi_{r2} < \varphi_{r12} < \varphi_{r1}$), значения которых легко вычислить из рис. 7.7, а линейным интерполированием.

Как видно из рис. 7.7, решение задачи связано с большим объемом графических и аналитических операций. Кроме того, положительный ее результат расчётчика, как правило, не устраивает, так

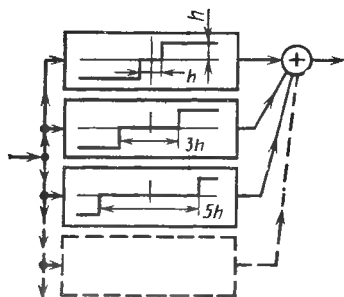


Рис. 7.6

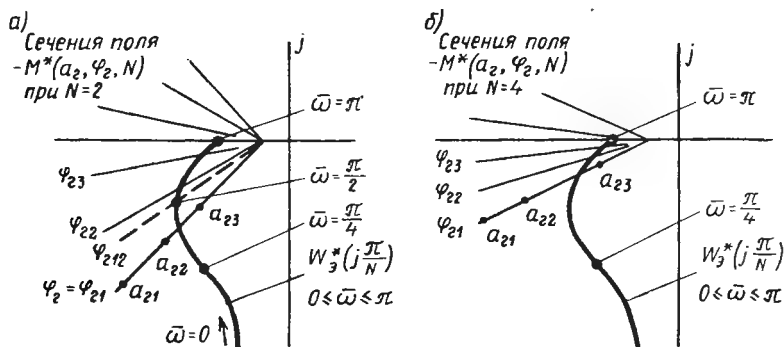


Рис. 7.7

как автоколебания — нежелательное движение системы. В связи с чем больший практический интерес представляет задача построения такой системы, в которой автоколебания отсутствуют.

Автоколебания отсутствуют, если кривые $W_3^*(j\pi/N)$ и $(-M^*(a_r, \varphi_r, N))$ не пересекаются, а они гарантированно не пересекутся, если $W_3^*(j\pi/N)$ при фиксированном N не попадает в область, где $(-M^*(a_r, \varphi_r, N))$ для этого же N может располагаться при раз-

личных значениях a_r , φ_r . В [16] показано, что для нелинейности (рис. 7.3) указанная область вне зависимости от числа ступенек нелинейности при всех a_r , φ_r расположена внутри угла величиной π/N , исходящего из точки $(-1, j0)$, построенного симметрично относительно отрицательной вещественной полуоси плоскости W^* . На рис. 7.8 штриховка обращена внутрь запретной для кривой $W_{\Sigma}^*(j\pi/N)$ области.

В § 5.3 изложен метод синтеза корректирующего контура импульсной линейной САР на основе z - и w -преобразований. Там $W_{\Sigma}^*(j\omega)$ фигурирует в виде ЛАЧХ (см. рис. 5.10) или в виде ЛАПЧХ (см. рис. 5.13), поэтому запретную область рис. 7.8 необходимо отобразить на ЛАЧХ или ЛАПЧХ. Для этого используются вспомогательные кривые, отражающие взаимосвязь амплитуды (A) и фазы ($\varphi = -\pi \pm \Delta\varphi$) вектора, начинающегося из начала координат, своим концом движущегося вдоль границы запретной области. Поскольку запретной области при каждом A (в силу ее симметричности) отвечают два значения угла φ

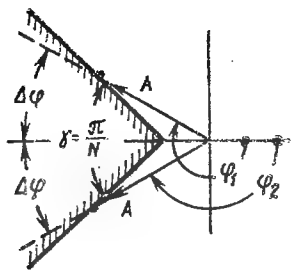


Рис. 7.8

$$\varphi_1 = -180^\circ - \Delta\varphi; \quad \varphi_2 = -180^\circ + \Delta\varphi,$$

таких, что для построения ее или ее образа в системе координат ЛЧХ достаточно зависимости $\Delta\varphi$ от A при движении конца вектора вдоль любой границы области, например, верхней. Нетрудно заметить, что тогда

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi &= \arccos(1/A), \quad A \geq 1, \quad N=1; \\ \Delta\varphi &= \arcsin \frac{\operatorname{tg}(\pi/2N) \left(-1 + \sqrt{A^2 + \operatorname{tg}^2 \frac{\pi}{2N} (A^2 - 1)} \right)}{A (1 + \operatorname{tg}^2(\pi/2N))}, \quad \left. \begin{aligned} A &\geq 1, \\ N &= 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (7.6)$$

Графически зависимость (7.6) представлена на рис. 7.9.

Располагая желаемой ЛАХ импульсной системы (рис. 7.10), для каждого значения $L_{\Sigma}^*(\omega) > 0$ по графикам рис. 7.9 находим соответствующие значения $\Delta\varphi$ при различных N и строим запретные области (на рис. 7.10 границы областей заштрихованы). Чтобы в системе отсутствовали автоколебания, значения кривой $\varphi_{\Sigma}^*(\omega)$ на частотах $\omega_r/2$, $\omega_r/4$, $\omega_r/8$ и т. д. не должны попадать в запретные зоны — соответственно в зоны для $N = 1, 2, 4$, и т. д. (табл. 7.1, составлена для случая, когда $\omega_r = 20$ (1/с)).

Если это условие нарушается, то нужно смещать направо частоту $\omega_r/2$ (уменьшая τ_r) до тех пор, пока оно станет выполняться.

В системе рис. 7.10 автоколебания отсутствуют. Они могли иметь место на частотах периодов $2\tau_r$, $4\tau_r$, $6\tau_r$, если бы в импульсной системе, описываемой ЛАХ, ω_r могло быть равно значениям, меньшим 0,2. Однако ЛАХ этой системы при указанных значениях τ_r сильно отличается от представленной на рис. 7.10 в силу нарушения условий (5.1), (5.2) (см. § 2.3 и 5.2), поэтому судить о наличии автоколебаний при $\omega_r < 0,2$ можно только после того, как ЛАХ соответствующей импульсной системы будет построена.

Таблица 7.1

$\omega, 1/\text{с}$	$\bar{\omega} = \omega\tau_r$	N
$\omega_r/2 = 10$	$\pi/2$	1
$\omega_r/4 = 5$	$\pi/4$	2
$\omega_r/8 = 2,5$	$\pi/8$	4
$\omega_r/16 = 1,25$	$\pi/16$	8

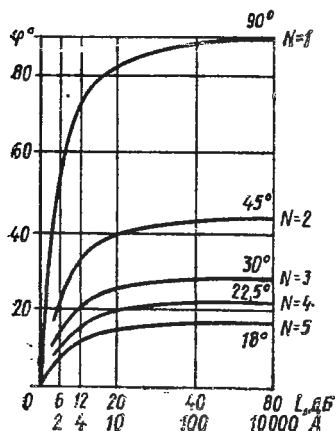


Рис. 7.9

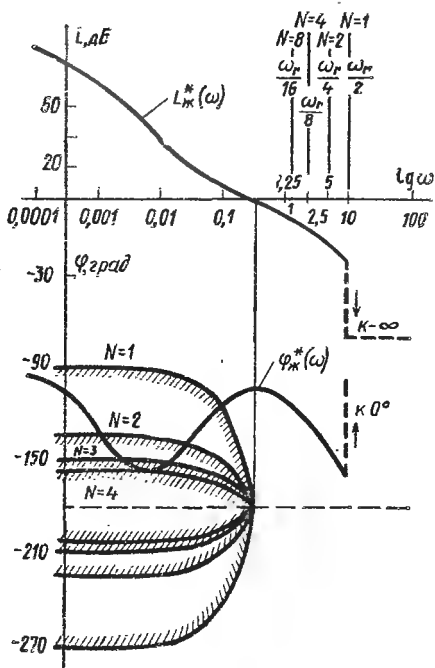


Рис. 7.10

7.3. СТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОД УЧЕТА ЭФФЕКТА ОТ КВАНТОВАНИЯ ПО УРОВНЮ

Как видно из рис. 7.1, ошибка $\epsilon_{ур}^*(t)$ в представлении сигнала, квантованного только по времени $u^*(t)$ (кружочки на рис. 7.11), сигналом, квантованным и по времени и по уровню $u_{ки}^*(t)$ (крестики на рис. 7.11),

$$\epsilon_{ур}^*(t) = u^*(t) - u_{ки}^*(t),$$

является импульсным случайным (с нулевым средним значением сигналом, значения которого не превышают величины $h/2$. Более того, в [9], [28] показано, что если выполняются два условия:

$$1) h \leq (u_{\max} - u_{\min})/8, \quad (7.7)$$

где $u_{\max}$ и $u_{\min}$ — соответственно максимальное и минимальное значения квантуемого сигнала;

2) плотность распределения сигнала $u(t)$ — гладкая функция, например, гауссовая, тогда можно считать, что все значения ошибки ε_{yp} от $-h/2$ до $h/2$ равновероятны (плотность распределения вероятности ошибки $f(\varepsilon_{yp})$ изображена на рис. 7.12).

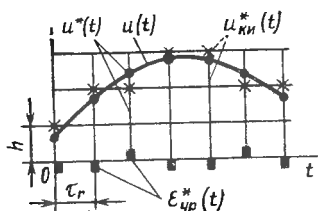


Рис. 7.11

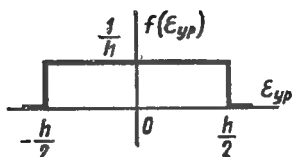


Рис. 7.12

Тогда дисперсия ошибки

$$D_{\varepsilon_{yp}} = \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon_{yp}^2 f(\varepsilon_{yp}) d\varepsilon_{yp} = (1/h) \int_{-h/2}^{h/2} \varepsilon_{yp}^2 d\varepsilon_{yp} = (1/h) [\varepsilon_{yp}^3/3]_{-h/2}^{h/2} = h^2/12.$$

Если при этом предположить независимость ошибок квантования по уровню на каждом шаге, то эффекту от квантования по уровню в среднем эквивалентно дополнительное воздействие на систему источника белого шума, интенсивность которого c^2 принимают численно равной этой дисперсии $c^2 = h^2/12$. При этом основываются, очевидно, на предположении, что удобный с математических позиций такой идеальный белый шум (с бесконечной дисперсией) воспринимается системами средней инерционности (полоса пропускания $\Delta\omega \leq 0,5$ 1/с), как и реальный белый шум с шириной спектра 0,5 1/с, дисперсия которого конечна и равна дисперсии $D_{\varepsilon_{yp}}$. Действительно, спектральная плотность указанного реального белого шума

$$S_{\text{рбш}}(\omega) = \begin{cases} c^2, & \omega \in \left[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right], \\ 0, & \omega \notin \left[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right], \end{cases}$$

поэтому его дисперсия равна $c^2 \cdot 2 \cdot \frac{1}{2} = c^2 = \frac{h^2}{12}$. Именно в этом смысле схема рис. 7.13 эквивалентна схеме рис. 7.1.

Поскольку эквивалентность рассматривается с позиций статистических характеристик сигналов, она позволяет учитывать влияние эффекта от квантования по уровню только в среднем — в этом и состоит характерная особенность этого метода, которую можно считать и его основным недостатком. Достоинством метода является то, что, исключая из рассмотрения нелинейный элемент, он позволяет учитывать эффект от квантования по уровню в рамках линейной теории, если система без учета этого эффекта описывалась линейной моделью.

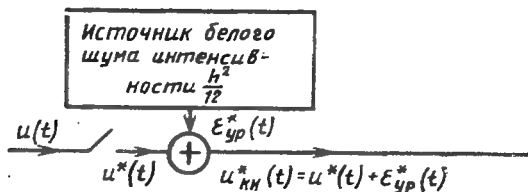


Рис. 7.13

Поскольку сигнал $\varepsilon_{ур}^*(t)$ — импульсный белый шум, интенсивности $h^2/12$, его корреляционная функция $R_{\varepsilon^*ур}(\tau) = h^2 \delta(\tau)/12$, а спектральная плотность [см. (6.9)]

$$S_{\varepsilon^*ур}(\omega) = h^2/12 = S_{\varepsilon^*ур}(\nu). \quad (7.8)$$

Пусть квантователь по уровню входит в состав линейной системы с ЦВМ (рис. 7.3). Ее z -передаточная функция от точки $\varepsilon_{1(1)}^{*KR}$ до точки $y^*(t)$

$$\Phi_{ур}(z) = \frac{W_{\text{ЭНН}}(z)}{1 + W_{\text{Э}}(z)} = \frac{Z [W_{\text{об}}(s)/s] (1 - z^{-1})}{1 + Z [W_{\text{об}}(s)/s] (1 - z^{-1}) W_{\text{Б}}(z)}$$

(см. § 5.3). Тогда, согласно (6.17), (6.20) и (7.8), дисперсия ошибки на выходе системы из-за квантования по уровню

$$\begin{aligned} D_{\text{ош } y^*_{ур}} &= \frac{h^2}{12\omega_r} \int_{-\omega_r/2}^{\omega_r/2} \left| \left[\frac{W_{\text{ЭНН}}(z)}{1 + W_{\text{Э}}(z)} \right] \right|^2 d\omega = \\ &= \frac{h^2}{12\omega_r} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{W_{\text{ЭНН}}(j\nu)}{1 + W_{\text{Э}}(j\nu)} \right|^2 \frac{d\nu}{\left| 1 - j\nu \frac{\tau_r}{2} \right|^2}, \end{aligned}$$

если (7.7) и условие 2 соблюдены [см. (6.25), (6.26)].

7.4. УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ОТ КВАНТОВАНИЯ ПО УРОВНЮ БЕЗ УЧЕТА КВАНТОВАНИЯ ПО ВРЕМЕНИ МЕТОДОМ ФАЗОВОЙ ПЛОСКОСТИ

Встроенные ЦВМ часто имеют небольшое число разрядов в процессоре, сохраняющем довольно высокое быстродействие, если он выполнен на основе современных элементов. В этих условиях можно пренебречь эффектом от квантования по времени в сравнении с эффектом от квантования по уровню. Тогда система с ЭВМ может рассматриваться как некоторая непрерывная система с нелинейностью типа рис. 7.1. В силу этого система относится к классу нелинейных систем, исследование которых проводится с помощью ряда специфических методов, например метода фазовой плоскости [1, 12].

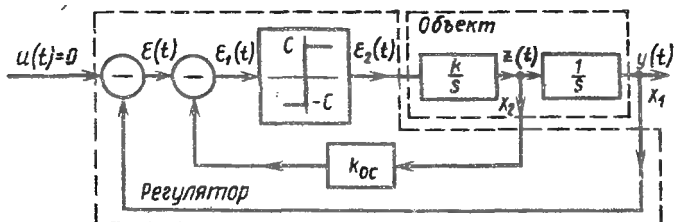


Рис. 7.14

Исходная система (без ЭВМ) — релейная следящая система. Рассмотрим сначала исходную систему (без ЭВМ), которая представляет собой релейную следящую систему (рис. 7.14). Построим ее фазовый портрет [1, 12].

Уравнения линейной прямой цепи: $dz(t)/dt = k\varepsilon_2(t)$; $dy(t)/dt = z(t)$.

Пусть $C = k_{ос} = 1$, $k = 10$. Тогда, выбрав в качестве фазовых координат $x_1 = y$; $x_2 = \dot{y}$, получим уравнение фазовых траекторий

$$dx_2/dx_1 = k\varepsilon_2/x_2, \quad (7.9)$$

после интегрирования которого, для случая $\varepsilon_2 = C$ имеем

$$x_2^2 = 2Ckx_1 + A_1 \Rightarrow x_1 = (0,1/2) x_2^2 + A_2$$

— уравнение семейства фазовых траекторий. Определив значение A_2 для точки $x_1 = x_2 = 0$, $\rightarrow A_2 = 0$, по уравнению при $A_2 = 0$, изготовим шаблон, который очень удобен при построении фазового портрета системы, тем более, что при $\varepsilon_2 = -C$ фазовый портрет строится с помощью того же шаблона, повернутого на тыльную сторону относительно линии, перпендикулярной оси x_1 .

Уравнение линии переключения (ЛП) $\varepsilon_1 = 0$ (рис. 7.14). Так как

$$\varepsilon_1 = -\dot{x}_1 - zk_{ос} = -x_1 - x_2k_{ос}, \quad (7.10)$$

$$x_2 = -(1/k_{oc}) x_1, \quad (7.11)$$

т. е. $x_2 = -x_1$ (рис. 7.15). Из рис. 7.15 видно, что координаты точки А (Б), где наклон касательной к фазовой траектории равен наклону ЛП — $1/k_{oc} = -Ck/x_{2A}$ [см. (7.9) и (7.11)], $\Rightarrow x_{2A} = -Ck_{oc}k = 10$; $x_{1A} = -10$ [из (7.11)]. При попадании фазовой траектории на ЛП, начиная с точки А (Б) и ближе к началу координат (см., например, точку В на рис. 7.15), переключение вызывает движение, которое ведет в область фазового пространства, где ϵ_2

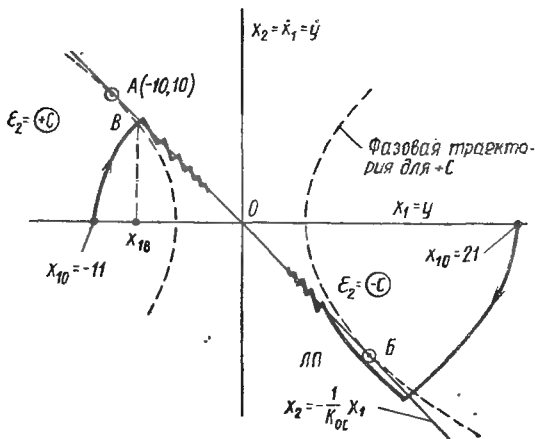


Рис. 7.15

должно иметь противоположное по знаку значение, поэтому сразу же происходит обратное переключение сигнала ϵ_2 , которое заставляет двигаться по фазовым траекториям, приводящим систему опять на ЛП, но тогда ϵ_2 нужно опять переключать и т. д. Таким образом, начинается режим непрерывных переключений, в результате которых, если пренебречь временем срабатывания реле, изображающая точка системы движется вдоль ЛП — скользит вдоль нее, отсюда название — скользящий режим. Фазовые координаты системы в скользящем режиме изменяются по закону ЛП:

$$x_2 = -\frac{1}{k_{oc}} x_1 \Rightarrow T_3 \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = 0, \quad T_3 = k_{oc}.$$

Если ЛП — прямая линия, то нелинейная система второго порядка в скользящем режиме ведет себя как линейная система первого порядка. Переходный процесс, соответствующий движению системы в скользящем режиме из точки В, представлен на рис. 7.16 $y(t) = y_B e^{-t/T_3}$, где $y_B = x_{1B}$.

Реализация релейного регулятора на ЭВМ. Из рис. 7.14 и выражения (7.10) видно, что в данном случае регулятор реализует закон регулирования

$$\varepsilon_2(t) = C \operatorname{sign} \varepsilon_1(t); \quad (7.12)$$

$$\varepsilon_1(t) = -x_1(t) - k_{oc} x_2(t). \quad (7.13)$$

Этот регулятор может быть построен на ЦВМ следующим образом. К датчикам положения и скорости объекта нужно подсоединить преобразователи Н—Д из устройства сопряжения с объемом (УСО) машины, которые осуществляют квантование этих сигналов по уровню (рис. 7.17) (шаг квантования по уровню преобразователя $h_{нд}$, квантованием по времени, как и договорились, пренебрегаем). Здесь x_1 , x_2 — цифры, отражающие величину сигналов соответственно x_1 , x_2 .

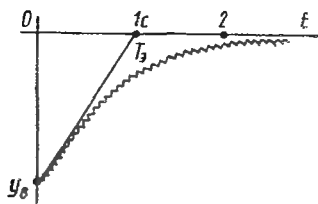


Рис. 7.16

Каждый из преобразователей Н—Д, изменяя на выходе цифру на единицу при изменении входа на $h_{нд}$, осуществляет, таким образом, помимо дискретизации сигнала еще и его масштабирование с коэффициентом $k_{нд} = 1/h_{нд}$.

Для компенсации этого масштабирования после каждого преобразователя Н — Д нужно ставить усилители с коэффициентом $h_{нд}$ (рис. 7.17), которые вместе с инверторами и сумматором реализуются на процессоре ЦВМ (сигнал $x_{1д}$, $x_{2д}$ есть представленные в ЦВМ сигналы x_1 , x_2 объекта). Здесь же реализуется операция (7.12) из закона регулирования (см. элемент sign на рис. 7.17). Сигнал с процессора подается на преобразователь Д—Н из устройства сопряжения с объектом. Пусть $k_{дн}$ скомпенсирован соответствующим изменением коэффициента передачи объекта, тогда можно считать, что влияние ЦВМ в этом случае сводится только к дополнительному квантованию сигналов по уровню преобразователями НД $_{x_1}$ и НД $_{x_2}$.

Фазовая траектория x свободного движения релейной системы (рис. 7.14) из положения $x^0 = (-14, 0)$ при $k_{oc} = 1/4$ представлена сплошной кривой на рис. 7.18.

Рассмотрим, как влияет использование в системе ЭВМ на методику анализа первой с помощью фазовой плоскости.

Ввиду того, что в САР рис. 7.17 ЛП реализуется ЦВМ, уравнение ЛП $\varepsilon_1 = 0$ с учетом (7.13) имеет вид ЛП $_{ЦВМ}$:

$$-x_{1д} - x_{2д} k_{oc} = 0 \quad \text{или} \quad x_{2д} = -4x_{1д}. \quad (7.14)$$

Из-за квантования по уровню переменная $x_{1д}$ (аналогичное утверждение справедливо и для переменной $x_{2д}$) сохраняет постоянное значение, равное $ih_1 = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ (см. точки на осях рис. 7.18), при любых значениях переменной x_1 , изменяющихся

в диапазоне $[ih_1 - \frac{h_1}{2}, ih_1 + \frac{h_1}{2}]$ [30]. Значение $x_{1д} = ih_1$ меняется скачком на соседнее, когда величина x_1 переходит границу указанного интервала. На рис. 7.18 эти интервалы отмечены фигурными скобками, при которых стоят значения, принимаемые здесь дискретизированными переменными $x_{1д}, x_{2д}$ (в данном случае, как это видно из рис. 7.17, $h_{1д} = h_1 = 2, h_{2д} = h_2 = 1$). Через концы интервалов проведены параллельно осям координаты линии, образующие сетку границ, пересечение которых фазовой траекторией системы отвечает перескакиванию изображающей точки машинного

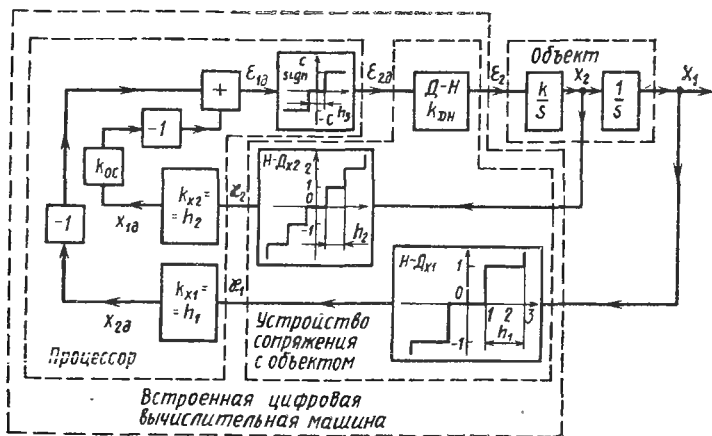


Рис. 7.17

представления фазового состояния системы (с помощью координат $x_{1д}, x_{2д}$) в новую, соответствующую интервалу этой границы точку. Поэтому, во-первых, линия $\bar{x}$ фазовой траектории системы рис. 7.18 отображается цифровой ВМ совокупностью точек $\bar{x}_д$, в каждой из которых ЦВМ находится в течение времени, пока фазовая траектория системы $\bar{x}$ не пересечет какую-нибудь прямую сетки границ (в области пересечения эти границы отмечены на рис. 7.18 жирными отрезками; $x_{1д}$ — см. жирные точки на рис. 7.18; $\bar{x}$ — см. пунктир на этом рисунке). Далее, пока переменная x_1 принадлежит интервалу 0, дискретная переменная $x_{1д} = 0$. Согласно (7.14), переменная $x_{2д}$ для ЛП_{ЦВМ} в этом случае должна быть также равна нулю. Как только x_1 попадает на интервал h_1 , из (7.14) следует, что $x_{2д}$ для ЛП_{ЦВМ} должна стать равной $-4h_1 = -8$, и останется такой все время, пока x_1 находится внутри этого интервала (интервала h_1) и т. д., т. е., во-вторых, ЛП, реализованная ЦВМ, принимает ступенчатый вид ЛП_{ЦВМ} (см. рис. 7.18). В силу этого фазовая траектория $\bar{x}$ системы рис. 7.17 и отличается от фазовой траектории $\bar{x}$ системы рис. 7.14, в частности на интервале

$\{\alpha, \beta\}$ фазовой траектории $\bar{x}$ появляется оригинальный скользящий режим. Если менять соотношение величин шагов квантования по уровню для сигналов x_1 и x_2 , то ЛП_{ЦВМ}, изменяя свою форму, будут представлять ступенчатой линией все ту же исходную ЛП (см. рис. 7.19, где изображены ЛП_{ЦВМ} для случаев: а) $h_1 = h'_1 = 2$, $h_2 = h'_2 = 1$; б) $h_1 = h''_1 = 1$, $h''_2 = h''_2 = 1$; в) $h_1 = h'_{1'} = 1$; $h_2 = h'_{2'} = 2$).

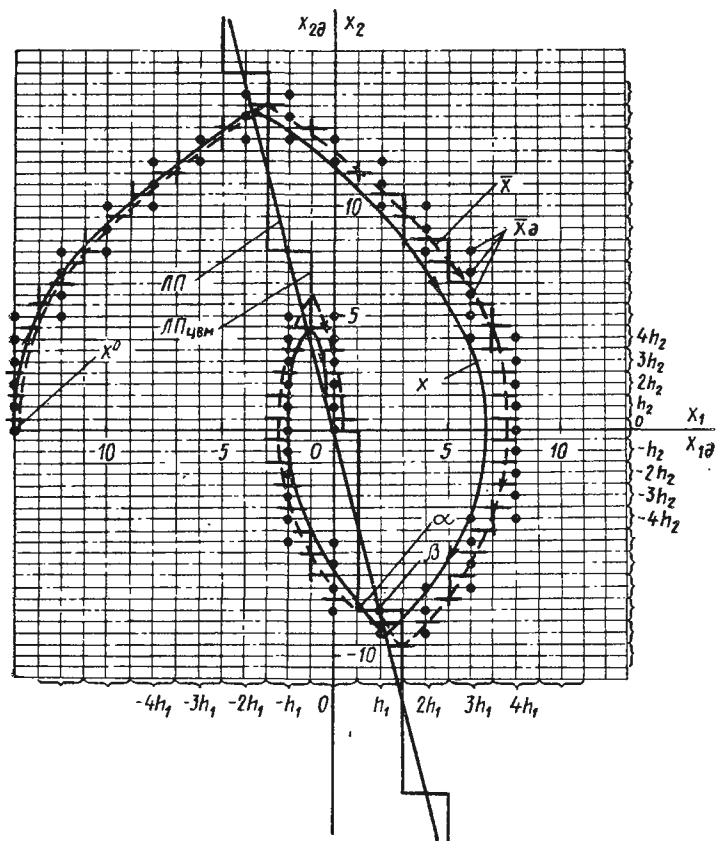


Рис. 7.18

Как видно из рис. 7.19, ЛП_{ЦВМ} для случаев б и в совпали; отличаться будут только сетки границ изменения сигналов $x_{1д}$, $x_{2д}$, т. е. в случаях б и в будут отличаться фазовые траектории x_d — величинами скачков по координате $x_{2д}$.

Моделирование на ЭВМ следящей системы с реализованным на ЭВМ регулятором. Рассмотрим теперь модель системы рис. 7.17, целиком реализованную на ЦВМ. Тогда и координаты объекта x_1 ,

x_2 представляются дискретными модельными переменными x_{1M}, x_{2M} , сформированными из первых с помощью квантования по уровню с шагом $h_{ЦВМ} = h_3$. Пусть, например, $h_3 = 1/4$.

Теперь среди рассматриваемых координат нет ни одной недискретизированной, отчего, во-первых, для модели на ЦВМ нет ни одной непрерывной фазовой траектории и, во-вторых, трансформируется понятие линии переключения. Вспомним, что ЛП — это

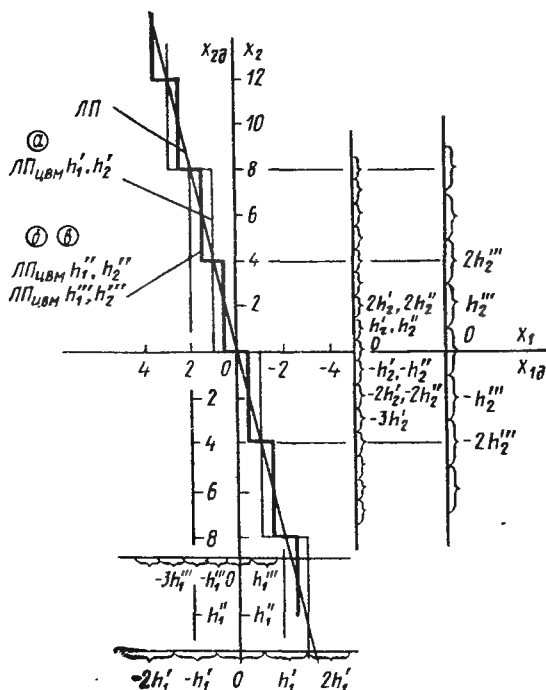


Рис. 7.19

совокупность таких точек на фазовой плоскости, где производится изменение знака сигнала ε_2 , т. е. где сигнал ε_1 переходит через значение ноль. В нашем случае множество точек, где $\varepsilon_1 = 0$, отвечает не линии, а целой многосвязной области — несколько прямоугольных листов, заштрихованных на рис. 7.20. Действительно, в соответствии с (7.13) имеем

$$\varepsilon_{1д} = -x_{1д} - (1/4)x_{2д}$$

Согласно этому выражению и получены указанные, а также другие листы фазовой плоскости. В углах листов указаны величины, которым равно ε_1 на данном листе. Из рис. 7.20 видно, что на жирной линии значение ε_1 также переходит через 0, поэтому в модели

управлением программы, эта программа хранится в памяти машины. Следует дополнить, что хранение программы осуществляется в той же памяти, что и данные, и таким же способом. Отсюда вытекает принципиальная возможность самостоятельной модификации собственной программы и обработки других программ в качестве данных, чего нет в программируемых контроллерах, также способных хранить программу в памяти.

Эти же основополагающие принципы остаются справедливыми и при построении средств микропроцессорной техники (МТ).

Из приведенных выше принципов следует достаточно широкая, кибернетическая трактовка, в соответствии с которой средства МТ — это мощные средства обработки информации, более того — это средства обработки информации о реальных объектах и процессах в реальном масштабе времени, а также в составе реальных систем.

8.1. МИКРОПРОЦЕССОРЫ И ЭВМ

В общих чертах принцип действия и укрупненная структура ЭВМ и микроЭВМ совпадают. Ее можно представить в виде совокупности взаимосвязанных следующих основных частей (рис. 8.1): арифметико-логическое устройство (АЛУ), устройство ввода ($У_{вв}$), устройство вывода ($У_{выв}$), запоминающее устройство (ЗУ) и устройство управления (УУ).

Арифметико-логическое устройство предназначено для непосредственного выполнения определенной совокупности операций, необходимых при реализации некоторых команд. Состав операций включает арифметические операции сложения, вычитания, логические операции и сдвиги, а также операции, обеспечивающие проверку различного рода условий (например, равенство нулю результата выполнения операции) и выработку решения по изменению хода выполнения команд (обычно это решение определяет альтернативный выбор следующей выполняемой команды). Именно операции последнего типа определяют более широкие возможности ЭВМ по сравнению с просто вычислительными приборами.

Устройство управления объединяет и координирует работу всех составных частей ЭВМ; осуществляет выборку команды, ее расшифровку и организует работу ЭВМ в соответствии с предписываемой командой операций.

Команда в общем случае содержит в себе информацию, определяющую тип операции, которую необходимо выполнять, место рас-

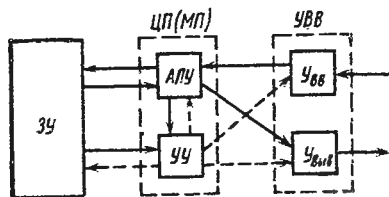


Рис. 8.1

положения данных (операндов), которые будут участвовать в выполнении операции, место, куда необходимо будет направить результат, и место, где находится очередная, предназначенная для исполнения, команда. Указания о местах размещения операндов, результата и очередной команды обычно называют адресами.

Работа ЭВМ заключается в следующем. По сигналу УУ из памяти (ЗУ) извлекается команда. Выбранная команда поступает в УУ и расшифровывается. По результатам расшифровки команды вырабатываются необходимые управляющие сигналы, которые, поступая в АЛУ, устройства ввода-вывода (УВВ) и памяти, обеспечивают подачу необходимых операндов в АЛУ. Далее в АЛУ под действием очередных управляющих сигналов производится заданная обработка информации (заданная операция).

Результат операции направляется в память по соответствующему адресу, а в УУ передается очередная команда, и описанный выше цикл повторяется.

В ЭВМ совокупность АЛУ и УУ называют центральным процессором (ЦП), в микропроцессорной технике — микропроцессором (МП).

На рис. 8.1 сплошными линиями обозначены линии передачи информационных сигналов, а штриховыми — линии передачи управляющих сигналов.

При разработке средств микропроцессорной техники нашли дальнейшее, более глубокое развитие следующие принципы: модульность; магистральность; микропрограммируемость; регулярность структуры.

Модульная организация — предполагает построение систем на основе набора модулей — конструктивно, функционально и электрически законченных устройств, позволяющих самостоятельно или в совокупности с другими модулями решать вычислительные или управленческие задачи определенного класса.

Модульный подход способствует стандартизации элементов все более высоких уровней и сокращению затрат на проектирование систем, а также упрощает наращивание мощности и реконфигурацию систем, отодвигает время морального старения технических средств.

Многофункциональность (универсальность) и специализация модулей — эти два противоположных качества придаются модулям в процессе компромиссных решений для различных классов систем, исходя из обеспечения соответствия структуры системы характеру выполняемых задач.

Целесообразно создавать системы в виде совокупности многофункциональных и специализированных модулей, проблемно и функционально ориентированных в рамках определенных классов задач, алгоритмов, функций.

Магистральность — способ обмена информацией внутри модулей и между модулями с помощью упорядоченных связей (в отличие от произвольных связей, реализующих принцип «каждый с каждым»).

минимизирующий число связей. Обмен осуществляется с помощью общих магистралей (шин), объединяющих входные и выходные линии отдельных элементов и модулей. Магистральность — один из способов обеспечения регулярности структуры системы и стандартизации интерфейсов. С технической точки зрения — это способ обмена в виде создания специальных двунаправленных буферных каскадов с тремя устойчивыми состояниями и использования временного мультиплексирования каналов обмена.

Микропрограммируемость — способ организации управления, позволяющий осуществить проблемную ориентацию системы. Микропрограммируемость повышает гибкость устройств (за счет возможности смены микропрограмм), увеличивает регулярность их структуры (за счет широкого использования матричных структур типа памяти), повышает надежность устройств (за счет применения серийно освоенных БИС памяти), упрощает контроль функционирования устройства (за счет того, что контроль блока микропрограммного управления сводится, по существу, к контролю содержимого ЗУ).

Регулярность структуры — предполагает закономерную повторяемость элементов структуры и связей между ними; регулярность структуры системы следует рассматривать на различных уровнях ее организации.

В целом можно отметить, что МП как программируемое цифровое устройство обработки информации характеризуется следующими показателями и связями их с внутренней и внешней структурой МП: разрядность; емкость адресуемой памяти; универсальность (специализация); число внутренних регистров; магистральность; микропрограммное управление; возможность и количество уровней прерывания; наличие стековой организации памяти и количество стековых регистров; наличие и состав резидентного и кросс-программного обеспечения.

8.2. МИКРОПРОЦЕССОРЫ И ТЕХНОЛОГИЯ БИС

Большая интегральная схема (БИС) — это полупроводниковый прибор, у которого на одной пластине из полупроводникового материала площадью в несколько квадратных миллиметров размещается до миллиона и более компонентов: диодов, транзисторов, резисторов, конденсаторов, соединенных между собой некоторым наперед заданным образом.

Технологический процесс изготовления БИС состоит из сложного комплекса операций, состав и режимы проведения которых в основном различны для двух видов технологий.

Первая — биполярная технология — основана на применении биполярных транзисторов, вторая — униполярная, или МОП (металл-окисел-полупроводник)-технология — на использовании транзисторов с полевым эффектом.

При рассмотрении одного из вариантов технологического процесса изготовления БИС можно выделить следующие этапы:

переплавление, очистка и выращивание монокристалла кремния; затем кристалл разрезается на тонкие пластинки, на каждой из которых в дальнейшем одновременно формируется структура большого числа кристаллов, несущих на себе БИС;

поверхность пластинки изолируется окисной пленкой и затем покрывается светочувствительным слоем, который закрывается шаблоном и облучается ультрафиолетовым светом;

после затверждения облученного слоя пластинка подвергается травлению кислотой и перегретым газом;

на оголенные участки способами диффузии, сплавления, литографии и т. п. наносятся с использованием соответствующих шаблонов легирующие примеси, диэлектрические пленки, пленочные проводники из золота и алюминия, создавая заданную многослойную структуру интегральной схемы;

пластинка скрайбруется, т. е. разрезается на отдельные кристаллы, к которым присоединяются стандартные проводники, полученный микропроцессор заключается в корпус и встраивается в какое-либо устройство.

Применяемые при изготовлении полупроводниковых ИС технологические процессы имеют групповой характер, т. е. одновременно изготавливается большое число ИС. Например, в кремниевой монокристаллической пластине диаметром 76 мм (используемой в основном для изготовления ИС) размещается до пяти тысяч электронных схем, каждая из которых содержит от 10 до 20 000 электронных компонент и более. Многие операции допускают одновременную обработку 10—200 пластин и изготовление свыше одного миллиона электронных компонент. Даже при сравнительно небольшом проценте выхода годных ИС очевидна высокая экономичность их изготовления. При массовом производстве БИС оказываются значительно более дешевыми, чем эквивалентные им схемы, собранные из дискретных компонентов.

Высокая надежность ИС (относительно дискретных элементов) объясняется использованием при их изготовлении специальной технологии, применением особо чистых материалов, когда весь процесс изготовления протекает в условиях, исключающих возможность загрязнения. Кроме того, внутренние соединения БИС герметичны и защищены прочным покрытием, а их малые габариты позволяют создавать прочные и компактные узлы и блоки, способные выдерживать большие механические нагрузки. Высокая надежность ИС обусловлена также тем, что обычные проводниковые соединения между различными компонентами схемы заменены системой межсоединений, которую путем напыления наносят непосредственно на подложку.

БИС, изготавливаемые по биполярной технологии, можно классифицировать по схемотехническим способам реализации на четыре типа. Это транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ), транзистор-

но-транзисторная логика с диодами Шоттки (ТТЛШ), интегральная инжекционная логика (ИИЛ или И²Л) и эмиттерно-связная логика (ЭСЛ).

В МОП-технологии можно выделить тоже четыре схемотехнических способа реализации БИС: МОП с проводимостями канала *p*- или *n*-типа (*p*-МОП, *n*-МОП), комплементарная (или дополняющая) МОП (КМОП) и ее модификация, использующая полупроводниковый кремний на сапфировой подложке (КМОП/КНС).

Схемы каждого типа обладают своими отличительными параметрами и характеристиками, делающими их более пригодными для одних применений и менее — для других.

Поэтому знание характеристик и специфики различных типов ИС необходимо для эффективного использования тех или иных схем.

Отличительные особенности МП с учетом схемотехнических способов их реализации заключаются в следующем. ТТЛ — схемы на их основе обладают достаточно большим быстродействием и высокой нагрузочной способностью (коэффициентом разветвления по выходу); ТТЛШ — имеет более высокое быстродействие (чем по МОП или ТТЛ), но дорог и имеет низкую степень интеграции, используется в монокристалльных МП; ЭСЛ — имеет сверхвысокое быстродействие, но очень дорог, потребляет большую мощность и сложно сопрягается с ИС, изготовленными по другим технологиям, используется для больших и сверхбыстродействующих ЭВМ; ИИЛ — практически совмещает в себе достоинства всех технологий: высокую плотность (минимальное число элементов и внутрисхемных соединений среди всех известных ИС) и низкую стоимость *n*-МОП, высокое быстродействие ТТЛ и высокую помехоустойчивость КМОП; *p*-МОП — медленно действующий, но дешевый, имеет высокую степень интеграции на кристалле, не сопрягается с ТТЛ и имеет низкую нагрузочную способность по выходам (на выходе МП должны использоваться усилители мощности); *n*-МОП — более быстродействующий, но все еще уступающий по своим временным характеристикам стандартным схемам ТТЛ: его можно сделать сопрягаемым с ТТЛ, но он имеет низкую нагрузочную способность по выходам; КМОП — имеет относительно высокое быстродействие, крайне низкую потребляемую мощность, невысокую степень интеграции, повышенную стоимость (относительно *p*-МОП и *n*-МОП), но прост в сопряжении с ТТЛ, имеет высокую помехоустойчивость, находит применение прежде всего там, где помехи и агрессивная окружающая среда являются важным фактором или где очень важна малая потребляемая мощность.

Технология *p*- и *n*-МОП позволяют получить МП на одном кристалле; такие МП являются самыми дешевыми и малогабаритными, более других обеспечены аппаратными средствами и имеют развитое программное обеспечение. Они обеспечивают также получение большой емкости памяти на одном кристалле (ПЗУ — 64 К бит,

ОЗУ — 16К бит). Однако такие МП относительно медленно действующие, их трудно сопрягать с ТТЛ-схемами. Серьезным недостатком является также низкое значение тока на выходе и неспособность работать на другие БИС без промежуточных усилителей мощности.

Подводя итоги, можно отметить, что микропроцессор как большая интегральная схема характеризуется следующими показателями (определяемыми технологией БИС): быстродействие, мощность потребления и количество уровней напряжения источника питания; габариты и масса; совместимость с ТТЛ; надежность; помехоустойчивость; стоимость; эксплуатационная стойкость; уровень интеграции (плотность упаковки); коэффициент объединения по входам; нагрузочная способность или коэффициент разветвления по выходу (показывает, какое число аналогичных элементов можно подключать к выходу данного элемента) и др.

В целом, из приведенного выше следует, что система параметров и характеристик МП, определяющих наиболее эффективную область использования и особенности разработки систем на его основе, должна включать в себя характеристики, присущие как электронным цифровым вычислительным средствам, так и большим интегральным схемам.

Необходимо отметить также, что наблюдается поляризация основных этапов проектирования систем на базе средств МТ — перераспределение основного внимания на системный и технологический (микроэлектронный) уровни.

8.3. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СРЕДСТВ

Что же дает применение МТ в различных областях науки и техники?

Низкая стоимость, малые размеры, высокая надежность и универсальность в функциональном отношении средств МТ позволяют обеспечить в принципе любую обработку информации (более точную и быструю), в любом месте технического объекта или технологического процесса, т. е. обеспечивается встраиваемость этих средств. Кроме того, появляется возможность:

построения более надежных распределенных систем управления и обработки информации на основе принципа децентрализации, дающего ряд существенных преимуществ перед централизованными системами, в частности снижаются требования к центральным средствам ВТ за счет выполнения ряда их функций микропроцессорами; эффективного обеспечения локальной автоматизации, расширения возможностей существующих технических средств и создания максимальных удобств потребителям этих средств;

высокой степени параллелизма в обработке информации, перехода к высокопроизводительным структурам средств и систем многопроцессорной и сетевой обработки информации;

осуществления непосредственного цифрового управления по формульным зависимостям, реализации сложных алгоритмов регулирования и управления;

повышения эффективности числового программного управления станками, отдельными механизмами роботов-манипуляторов, создания систем управления гибкими автоматизированными производствами (ГАП);

осуществления функционального преобразования сигналов, их первичной и статистической обработки; масштабирования информации, поступающей с датчиков; линеаризации характеристик;

сопряжения измерительных средств и приборов с дисплеями и другой периферией с помощью стандартного интерфейса;

проведения автокалибровки, автокомпенсации погрешностей, тестовых методов коррекции и самодиагностики;

осуществления цифрового кодирования и декодирования сигналов;

упрощения аналоговой части приборов и систем за счет ослабления требований к стабильности и прецизионности ее элементов.

8.4. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СРЕДСТВ [17, 18, 20]

Микропроцессор — это программно-управляемое устройство, предназначенное для обработки цифровой информации и управления процессом этой обработки, реализованное на одной или нескольких интегральных схемах (БИС).

Микропроцессор как программно-управляемая БИС в отличие от обычных БИС содержит в своем составе управляющие элементы, позволяющие настроить ее на выполнение любых (в принципе) функций, т. е. на реализацию любой зависимости между входной и выходной последовательностями электрических сигналов. Именно это свойство — универсальности в выполнении функций — делает такую схему универсальным элементом автоматики.

Из сказанного выше следует, что, хотя МП обладает свойствами процессора ЭВМ, тем не менее его нельзя считать только элементом вычислительной техники. Основная функция МП — преобразовывать информацию, т. е. его необходимо отнести к одной из групп элементов (устройств), входящих в технические средства систем автоматического регулирования и управления.

Сам по себе МП еще не способен реализовать переработку информации, т. е. он не может решить ту или иную конкретную задачу. Чтобы решить задачу, его нужно соединить с некоторыми другими устройствами, запрограммировать и обеспечить обмен информацией МП с этими устройствами. В число подсоединяемых устройств входят, как минимум, запоминающие устройства (ЗУ) и устройства ввода-вывода (УВВ).

Таким образом, МП — это стандартное (поскольку это БИС), универсальное (поскольку оно программируемое) устройство, позволяющее реализовать прием, обработку и передачу цифровой информации.

Микропроцессорная система (МПС) — это совокупность взаимосвязанных устройств, включающая один или несколько МП, память (ЗУ), устройства ввода-вывода и ряд других устройств, нацеленных на выполнение некоторых четко определенных функций. В общем случае у МПС может отсутствовать внутреннее (системное) программное обеспечение, в особенности в тех случаях, когда МПС используются для реализации непосредственного цифрового управления (регулирования), т. е. в системах, работающих в реальном масштабе времени (в темпе с процессом).

Таким образом, основным способом применения МП является создание на его основе и других ИС и устройств МПС.

МикроЭВМ (МЭВМ) — это конструктивно завершенная МПС, имеющая устройства связи с внешними устройствами, панель управления, собственный источник питания и комплект программного обеспечения.

Микроконтроллер (МКО) — устройство, выполняющее функции логического анализа (сложные последовательности логических операций) и управления; реализуется на одном или нескольких кристаллах. Примерами микроконтроллеров являются устройства (микропроцессорные), управляющие работой внешних устройств МЭВМ: накопителей на ГМД и МЛ, печатающих устройств, графопостроителей и т. д.

Таким образом, МКО — это микропроцессорное управляющее устройство, в котором за счет сокращения функций по выполнению арифметических операций можно уменьшить их аппаратную сложность и развить функции логического управления.

Микропроцессорный комплект интегральных схем (МПК ИС) — это совокупность микропроцессорных БИС (базовый МПК) и других ИС, однотипных по конструктивно-технологическому исполнению, для которых обеспечена функциональная, структурная, информационная и энергетическая совместимость при использовании в МПС. По существу, это элементная база МПС, МЭВМ и МПАС.

Микропроцессорная автоматическая система (МПАС) — это автоматическая система со встроенными в нее средствами микропроцессорной техники (МТ).

Структура и взаимосвязь основных средств МТ в рамках МПАС показаны на рис. 8.2, а, где акцент сделан на структуру и свойства средств МТ, в частности отражены модульность и магистральность.

МП включает АЛУ, УУ и блок регистров (БРГ), в который входят регистры: аккумулятор, адреса, флаговые, состояния, программный счетчик, общего назначения, стековые и т. д. МП является составной частью МПС и соответственно МЭВМ и МПАС.

МПС включает помимо МП (одного или нескольких), оперативно-го и постоянного ЗУ (ОЗУ и ПЗУ), устройства ввода-вывода (УВВ) ряд других устройств (на схеме не показаны). МПС — одна из составных частей МПАС.

Взаимодействие частей МПАС осуществляется посредством шин: адресной (ША), данных (ШД) и управления (ШУ), связывающих в

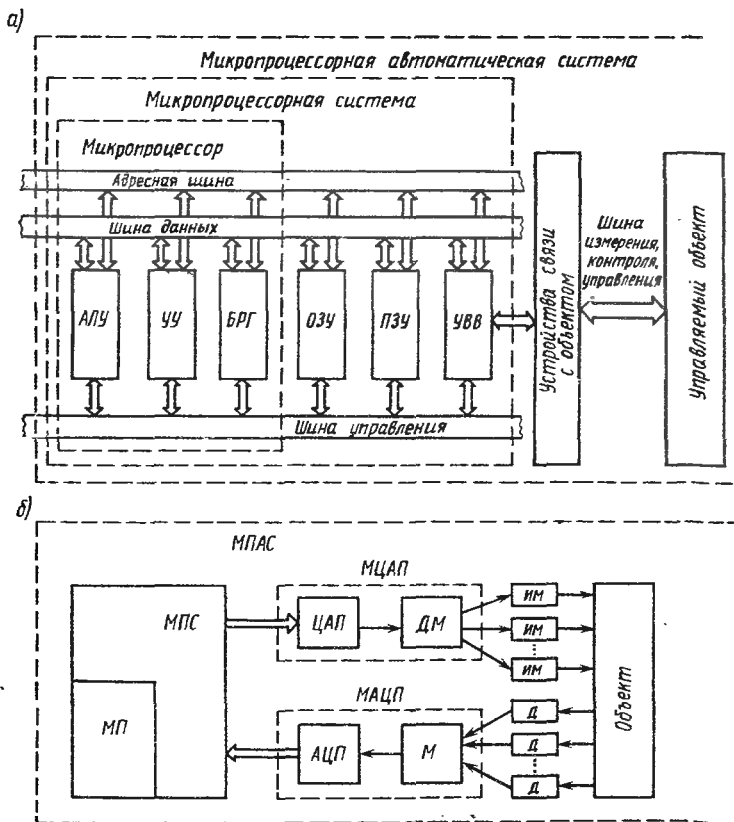


Рис. 8.2

единую систему компоненты МПС, а также шин измерения, контроля и управления, которые совместно с соответствующими устройствами связи с объектом (процессом) обеспечивают непосредственное взаимодействие МПС с управляемым объектом или процессом.

Из сказанного выше следует, что МПС могут быть конструктивно подготовлены для работы с человеком-оператором, т. е. иметь каркас, панель управления и другие необходимые компоненты — в этом случае ее называют МЭВМ, а могут предназначаться для аг-

ратирования, т. е. для работы в конструктивно- и функционально-едином комплексе аппаратуры и поэтому не иметь необходимых для автономной работы компонентов.

В последнем случае речь идет о реализации распределенных средств управления и обработки информации в рамках МПАС. Распределенность здесь означает прежде всего расчленение (декомпозицию) общего алгоритма управления на ряд параллельно или последовательно-параллельно реализуемых алгоритмов, не связанных, насколько это возможно, друг с другом во времени, и, кроме того, оптимальное пространственное распределение процессов управления и обработки информации путем встраивания средств МТ непосредственно в датчики, регулирующие, исполнительные и другие устройства.

При этом более эффективно решаются задачи обеспечения быстродействия, надежности, живучести, сокращения размеров и уменьшения массы средств автоматического управления, регулирования, контроля и сбора данных. Характерные свойства МП дают возможность встроенного управления каждой отдельной единицей аппаратуры, оборудования, что обеспечивает создание полностью автоматизированных локальных систем и процессов и тем самым обеспечивает комплексную автоматизацию.

На рис. 8.2, б представлена общая схема МПАС, в которой акцент сделан на систему связи с объектом. Здесь обозначено: М — мультиплексор; ДМ — демультиплексор; Д — датчик; ИМ — исполнительный механизм; МЦАП, МАЦП — многоканальные ЦАП и АЦП соответственно, совмещающие в себе функции одноканальных ЦАП, АЦП, а также демультиплексоров и мультиплексоров соответственно.

Глава 9. АРХИТЕКТУРА МИКРОПРОЦЕССОРА

С точки зрения пользователя (разработчика автоматических систем) при выборе МП для решения конкретной задачи целесообразно располагать некоторыми обобщенными или комплексными характеристиками возможностей МП, т. е. воспринимать его как нечто цельное, имеющее вполне определенные потребительские качества (свойства и характеристики). В конечном итоге разработчик нуждается в уяснении и понимании лишь тех компонентов МП и МПС, которые явно отражаются в программах и (или) должны быть учтены при разработке и выполнении программ: число и имена программно-доступных регистров; разрядность машинного слова; система команд; доступный размер и адреса ОЗУ; быстродействие МП; схему обработки прерываний; способы адресации ОЗУ и внешних устройств. Совокупность таких сведений представляет определенную модель МП (МПС) с точки зрения пользователя (разработчика МПАС).

Указанные выше характеристики и свойства определяются понятием архитектуры МП (МПС, МЭВМ).

Архитектура МП — это его логическая организация, рассматриваемая с точки зрения пользователя; она определяет возможности МП по аппаратной, программной и микропрограммной реализации функций, необходимых для построения МПС и МПАС.

Понятие архитектуры МП отражает: его структуру, т. е. совокупность компонентов, составляющих МП, и связей между ними; для пользователя достаточно ограничиться регистровой моделью МП; способы представления и форматы данных;

способы обращения ко всем доступным для пользователя (программно-доступным) элементам структуры (адресация к регистрам, ячейкам оперативной и постоянной памяти, внешним устройствам);

набор операций, выполняемых МП, т. е. система команд МП; характеристики управляющих слов и сигналов, вырабатываемых микропроцессором и поступающих в МП извне;

реакцию на внешние сигналы (схема обработки прерываний и т. д.) и другие характеристики.

Ниже будут рассмотрены некоторые элементы архитектуры.

§ 1. СПОСОБЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ МП

Обрабатываемая информация может быть как числовой, так и нечисловой. Однако в обоих случаях в МП она представляется одинаково — в виде двоичных чисел.

Группа двоичных цифр, обрабатываемых одновременно, называется машинным словом, а число двоичных цифр, составляющих слово, называется длиной слова. Слово является базовой логической единицей информации в МП.

Наименьшая единица информации — двоичный разряд, она имеет специальное название — бит. В силу особой распространенности слово длиной 8 бит имеет специальное название — байт.

Одна из интерпретаций двоичного числа заключается в обозначаемой этим числом величине. Другая состоит в том, что это двоичное число представляет собой некоторый код или команду для выполнения определенными узлами и блоками МПС различных элементарных операций. Таким образом, обрабатываемая информация делится на два вида: данные и команды. И те и другие могут состоять из одного или нескольких слов. Типичная длина слов 4, 8, 12, 16 двоичных разрядов.

Числовые данные (например, для 8-разрядных слов) могут быть интерпретированы следующим образом:

как двоичное число со знаком, имеющее значение от — 127 до + 127; причем отрицательные числа представляются в дополнительном коде; в старшем разряде помещается знак числа;

как двоичное число без знака, имеющее значение от 0 до 255;

как две 4-разрядные группы — тетрады, каждая из которых

кодирует десятичную цифру; такое двоично-десятичное представление позволяет закодировать числа от 0 до 99.

Команды интерпретируются следующим образом. По числу ячеек памяти, необходимых для размещения одной команды, различают команды длиной в одно, два и три слова. Команды длиной в 2 и 3 слова требуют для выборки соответственно два или три цикла обращения к памяти.

При обозначении команды в ней выделяются специальные поля, которые определяют тип команды, ее длину и подлежащую выполнению операцию.

Поле — это группа разрядов, имеющая определенное смысловое значение и совместно обрабатываемая.

Например, команды, связанные с обработкой данных, имеют следующий формат:

тип команды	КОП	P1	P2
----------------	-----	----	----

где КОП — код операции; P1, P2 — номера регистров. Команда имеет 4 поля.

Команда, связанная с обращением к памяти, имеет 5 полей:

тип команды	КОП	внд адресации	номер регистра	адрес
----------------	-----	------------------	-------------------	-------

9.2. ТИПОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ МП И МПС

Физические компоненты и схемы, составляющие МП и МПС, — это их аппаратная часть. Аппаратура способна выполнять только ограниченный набор элементарных операций. Все прочие функциональные возможности достигаются программным путем, т. е. путем соответствующей организации некоторой совокупности и последовательности выполнения элементарных машинных операций.

Хотя в МП аппаратные средства подчинены программным, однако как те, так и другие находятся в полном распоряжении разработчика. Поэтому необходимо хорошо знать, какие возможности они предоставляют.

Аппаратная часть МП и МПС представляет собой совокупность многократно повторяющихся типовых логических узлов, представляющих, в свою очередь, схемы из типовых логических элементов.

К типовым логическим узлам относятся триггеры, регистры, счетчики, сумматоры, дешифраторы, мультиплексоры, системы шин, запоминающие устройства и т. д.

С точки зрения способов преобразования информации часть этих узлов может быть классифицирована как комбинационные схе-

мы, с помощью которых выполняются арифметические и логические операции над двумя многоразрядными словами. Комбинационные схемы — это схемы без памяти.

Другая часть — это последовательностные схемы, осуществляющие операции хранения, сдвига, счета и передачи информации. Последовательностные схемы содержат запоминающие элементы (ЗЭ).

Функциональные возможности МП определяются в основном его комбинационной частью, составляющей основу АЛУ.

Ввиду ограничений на объем пособия ниже будут рассмотрены только шины и кратко охарактеризованы типы запоминающих устройств.

Принцип магистральности дает основной способ уменьшения количества соединений в системах — это применение *шин*. Число возможных подсоединений к тому или иному блоку лимитируется компоновочными ограничениями интегральных схем или печатных плат. Более того, число связей вообще желательно сводить к минимуму, так как они составляют главную часть стоимости устройства.

Шины — это общие информационные каналы, т. е. каналы, используемые многими устройствами в системе. В общем случае информация по шинам передается в виде слов, представляющих собой группу битов. Отдельные биты слова могут передаваться по отдельным линиям в шине, а могут передаваться и по единственной линии последовательно во времени. В первом случае шины называются *параллельными*, а во втором — *последовательными*.

Таким образом, шина — это линия или набор линий, соединяющих между собой отдельные логические устройства и позволяющих какому-то устройству посылать данные одному или нескольким другим устройствам.

Шина может быть однонаправленной — в этом случае одни устройства выступают всегда в качестве посылающих, а другие — всегда в качестве принимающих, шина может быть двунаправленной — в этом случае каждое устройство, подключенное к шине, в какой-то момент может посылать сигналы другим устройствам.

С технической точки зрения способ обмена информацией посредством шин сводится к созданию двунаправленных буферных каскадов с тремя устойчивыми состояниями и реализации временного мультиплексирования каналов обмена.

Примерами физической реализации шин являются: шина специального исполнения, состоящая из гибких проводов, и шина, выполненная в виде печатной схемы. В любой момент времени, зная логическое состояние шины, можно полностью определить путь, который проходят данные в системе от одной точки к другой.

Для микропроцессорных систем наиболее общей является архитектура с тремя шинами: адресной, данных и управления. Адресная шина всегда является однонаправленной (относительно МП).

При использовании шинной организации как внутри кристалла, так и при подключении нескольких БИС к одной внешней шине возникают трудности, обусловленные способами связи нескольких элементов с одной линией общей шины.

Возможность подключения к шине нескольких входов логических элементов ограничивается лишь нагрузочной способностью схем, к выходу которых эта шина присоединена. При использовании мощных буферных схем нагрузочная способность оказывается достаточной для большинства практических случаев применения шинной организации.

Сложнее организуется подключение выходов нескольких элементов к одной шине. Известны три способа решения этой задачи: логическое объединение; объединение с помощью схем с открытым коллектором («монтажная логика»); объединение с использованием схем с тремя состояниями.

Анализ особенностей различных способов организации общих шин в МП и МПС позволяет сделать выводы, которые подтверждаются практическими разработками: при организации внутренних шин МП, как правило, используются логические объединения и объединение с помощью схем с открытым коллектором; при организации внешних по отношению к МП магистралей, как правило, используется логика с тремя состояниями.

9.3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И УСТРОЙСТВО ОДНОКРИСТАЛЬНОГО МП

В настоящее время промышленностью выпускается много моделей микропроцессоров с широким спектром параметров. Поэтому целесообразно вначале рассмотреть некоторый наиболее распространенный на практике тип МП. Это позволит лучше осветить наиболее существенные аспекты функционирования и применения МП, не вдаваясь пока в детали, характерные для тех или иных модификаций МП. Наиболее подходящим с этой точки зрения является микропроцессор серии К 580 (КР 580).

КР580ВМ80А — центральный процессорный элемент параллельной обработки данных, представляет собой 8-разрядный микропроцессор (МП), реализованный на одном кристалле большой интегральной схемы (БИС) по n -МОП технологии, содержит ~ 5000 элементов (транзисторов) и выполнен в 40-выводном пластмассовом корпусе. Тактовая частота 2 МГц. Источники питания: $+5$ В, $+12$ В, -5 В.

Для данного МП характерны однозначно определенная архитектура и система команд, отсутствие возможности аппаратного наращивания разрядности обрабатываемых данных; он используется для построения средств обработки информации в устройствах и системах автоматики, контроллерах и микроЭВМ (МЭВМ), в частности, в МЭВМ СМ 1800, семейства «Электроника-К1», МИКРОДАТ, Ремиконт Р-100 и др.

Микропроцессорные системы (МПС) на базе этого МП организуются соединением его с устройствами (портами) ввода-вывода (до 256 входных и 256 выходных портов) и модулями полупроводниковой памяти любого типа и быстродействия.

Количество базовых команд микропроцессора — 78, время выполнения команд для тактовой частоты 2 МГц находится в диапазоне 2 ... 9 мкс.

На рис. 9.1 приведены структура МП (а) и условное обозначение микропроцессорной БИС (б). Он состоит из следующих основных функциональных элементов: арифметико-логического устройства (АЛУ), схемы десятичной коррекции (ДК), блока регистров (БРГ), устройства управления (УУ), регистра-аккумулятора (А), буферного регистра (БР), регистра признаков результата или флагового регистра (F), буферов данных (БД) и адреса (БА).

В целом МП рассчитан на выполнение логических и арифметических операций с 8-разрядными числами в двоичной и десятичной системах счисления, а также операций с двойной разрядностью. АЛУ предназначено для выполнения арифметических операций сложения и вычитания, основных логических операций (И, ИЛИ, исключающее ИЛИ) и сдвигов. АЛУ имеет два входа и один выход.

Аккумулятор (А) — специальный регистр, предназначенный для временного хранения операндов или промежуточных результатов при выполнении арифметических и логических операций в АЛУ. Один операнд берется всегда из А (точнее из буфера аккумулятора), а другой операнд — из специального буферного регистра (БР).

Схема десятичной коррекции, построенная на базе ПЗУ, позволяет выполнять обработку данных, представленных в двоично-десятичной системе.

Для приема, хранения и передачи различной информации предназначен БРГ, который участвует в процессе выполнения программы. Он содержит специальные регистры: регистр адреса (РА), регистр счетчик команд или программный счетчик (СК) и регистр указатель стека (УС), регистры W и Z (не являются программно-доступными, используются для временного хранения данных при выполнении команд), мультиплексоры (МПЛ), схему выбора регистров (СВРГ) и шесть регистров общего назначения (РОН).

Перечисленные компоненты существенно расширяют возможности АЛУ по обработке информации.

Обмен информацией внутри МП осуществляется по внутренней 8-разрядной шине данных (ШДВ) с помощью двух 8-разрядных мультиплексоров (МПЛ).

Регистр адреса — 16-разрядный регистр, предназначенный для хранения адреса ячейки ОЗУ, из которой в некоторый момент времени необходимо считать операнд или в которую необходимо записать операнд.

На РА коды передаются из регистровых пар БРГ, УС и СК при обращении к памяти и внешним устройствам.

а)

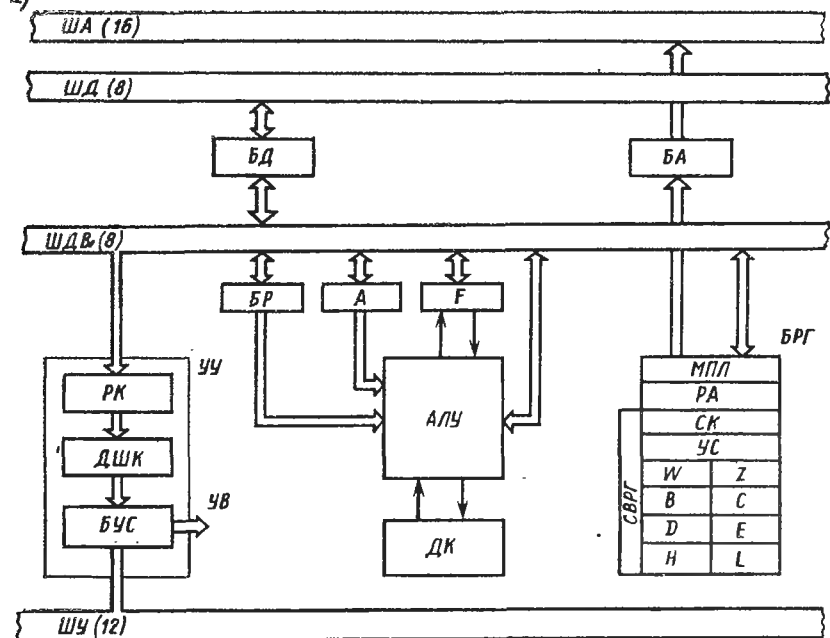


Рис. 9.1

б)

28	$U_{ип1}$	МП	A_0	25
20	$U_{ип2}$		A_1	26
2	Общ		A_2	27
11	$U_{ип3}$		A_3	29
22	Φ_1		A_4	30
15	Φ_2		A_5	31
			A_6	32
			A_7	33
			A_8	34
			A_9	35
			A_{10}	1
			A_{11}	40
			A_{12}	37
			A_{13}	38
			A_{14}	39
		A_{15}	36	
		D_0	10	
		D_1	9	
		D_2	8	
		D_3	7	
		D_4	3	
		D_5	4	
		D_6	5	
		D_7	6	
		ПЗХ	21	
13	33X	РПР	16	
14	3ПР	ОЖД	29	
23	Г	ЭП	18	
12	Р	П	17	
		С	19	

Счетчик команд (СК) — это программно-доступный 16-разрядный регистр, иногда его называют также программным счетчиком, содержимое которого указывает адрес очередной команды. После чтения очередной команды содержимое СК автоматически увеличивается на единицу при выборке каждого байта команды, а точнее на 1, 2 или 3 в зависимости от длины команды. При этом первый байт, определяющий код операции (КОП), всегда передается по ШДВ в регистр команд (РК). Этот процесс длится до тех пор, пока выполнение происходит по последовательной ветви команд. Если же текущая команда (перехода или вызова ПП) изменит последовательность выполнения программы, МП занесет в СК не адрес следующей команды, а адрес, определяемый выполняемой в настоящий момент командой.

Указатель стека — специальный программно-доступный 16-разрядный регистр. С его помощью пользователь определяет адреса ячеек ОЗУ, с которыми оперируют стековые операции. В процессе функционирования МП в указателе стека хранится адрес последней занятой ячейки стековой памяти. Содержимое указателя стека уменьшается перед записью кода в стек и увеличивается после считывания*.

Регистры общего назначения (РОН) — это устройства, выполняющие роль сверхоперативного ЗУ. В состав РОН входят шесть 8-разрядных регистров (РГ): В, С, D, E, H, L. Принята следующая адресация РОН: В—000, С—001, D—010, E—011, H—100, L — 101.

Поскольку ряд команд предусматривает обработку или пересылку машинных слов двойной длины, то пары регистров В и С, D и E, H и L объединяются в 16-разрядные РГ (регистровые пары), имеющие адреса 00, 01, 10 соответственно. При символическом представлении таких РГ используются обозначения только первого в паре РГ, т. е. В, D и H соответственно.

Устройство управления (УУ) — управляет работой АЛУ, БРГ и другими компонентами МП, реализуя следующие основные функции:

выборку команд программы в нужной последовательности, их дешифрацию и обработку полей команды;

управление выполнением операций;

синхронизацию работы отдельных блоков и элементов МП.

Регистр команд (РК) — входит в состав УУ и предназначен для хранения кода операции (первого байта) той команды, адрес которой установлен в счетчике команд, при этом второй байт команды заносится в регистр *w*, а третий — в регистр *z*.

Далее код операции поступает на *дешифратор команд (ДШК)*, где осуществляется дешифрация команды, т. е. определяется тип

* Для обозначения компонентов МП часто используются буквы латинского алфавита, особенно в переводной технической литературе. Например, счетчик команд (программный счетчик) — PC (programme counter), указатель стека — SP (stack pointer) и т. д.

выполняемой операции. ДШК представляет собой пять программируемых логических матриц двух типов (ПЛМ1 и ПЛМ2).

Блок управления и синхронизации (БУС) — вырабатывает необходимую последовательность управляющих сигналов, предназначенных для управления и синхронизации как внутренними компонентами микропроцессора (сигналы УВ), так и для связи с внешними (относительно МП) устройствами — это выходные сигналы управления и состояния, которые передаются по шине управления (ШУ).

Поскольку МП изготовлен по n -МДП технологии, его нагрузочная способность низка. Выходной ток при низком уровне сигнала составляет 1,9 мА, что является достаточным для управления только одним входом микросхемы, изготовленной по ТТЛ технологии. Вследствие этого для увеличения нагрузочной способности шин адреса (ША), данных (ШД) и управления (ШУ) необходимо использовать соответствующие буферные регистры.

Буферный регистр адреса (БА) предназначен для сопряжения МП с адресной шиной и, таким образом, с внешними (относительно МП) устройствами, входящими в микропроцессорную систему (МПС). В зависимости от сигналов, поступающих с УУ, буфер адреса обеспечивает либо выдачу 16-разрядного адреса из регистра адреса во внешнюю шину, либо отключение МП от этой шины, так как он содержит 16 выходных формирователей с тремя устойчивыми состояниями.

Буферный регистр данных (БД) предназначен для сопряжения МП с шиной данных. Управляемый сигналами, поступающими с УУ, буфер данных обеспечивает либо прием байта данных в МП, либо выдачу байта во внешнюю шину, так как он содержит двуправленные магистральные усилители, либо отключение МП от этой шины.

Таким образом, МП содержит доступные для пользователя (разработчика МПАС) шесть 8-разрядных регистров, 8-разрядный аккумулятор, пять анализируемых триггеров — флажков, содержащих признаки результата, полученного в 8-разрядном АЛУ параллельного действия.

МП может также работать в десятичной арифметике и использовать 16-битовые арифметические команды с непосредственной адресацией, значительно упрощающие вычисление адреса памяти и обеспечивающие быстрое выполнение арифметических операций.

МП имеет стековую архитектуру, где любая часть внешней (по отношению к МП) памяти может быть использована как стек для хранения и восстановления содержимого аккумулятора, триггеров - флажков или любого регистра данных. Для указания местоположения стека (в памяти) имеется указатель стека (регистр в МП). Одно из преимуществ стековой архитектуры состоит в возможности многоуровневых (вложенных) прерываний, так как состояние системы может быть легко сохранено при возникновении прерывания и восстановлено после его обработки. Другим преимуществом явля-

ются практические неограниченные возможности обращения к программам из подпрограмм (вложение подпрограмм).

Отдельные 16-разрядная шина адреса и 8-разрядная двунаправленная шина данных допускают непосредственное подсоединение МП к микросхемам памяти и портам ввода-вывода. Сигналы управления не требуют декодирования и формируются самим процессором. Все шины (ША, ШД, ШУ) совместимы по уровням с ИС ТТЛ.

Регистр признаков результата операции (F). Последовательность выполнения операций в процессе обработки цифровой информации часто зависит от значения результата выполнения предыдущей операции. Для того чтобы использовать информацию о результатах предыдущих операций, в состав МП введен набор триггеров, каждый из которых устанавливается в «1» или в «0» в зависимости от того или иного признака результата. Совокупность этих триггеров образуют регистр признаков результата, который иногда называют также флаговым регистром (F).

Программно можно проверить значения четырех признаков: СУ — переноса (carry), S — знака (sign), Z — нуля (zero), P — четности (parity). Эти признаки можно использовать при организации более сложных процедур обработки информации, реализуя команды условного перехода, условного вызова подпрограммы или условного возврата из нее. Пятый признак АС — вспомогательного переноса (auxiliary carry) — используется при реализации команды десятичной коррекции (ДАА).

Рассмотрим некоторые особенности использования указанных признаков.

П р и з н а к п е р е н о с а. Если при выполнении операции сложения осуществляется перенос из старшего (седьмого) разряда аккумулятора, то соответствующий этому признаку триггер устанавливается в «1», в противном случае он устанавливается в «0». Другими словами, признаку СУ присваивается либо значение «1», либо «0». Аналогично его использование при вычитании. Кроме того, команды, сдвигающие содержимое аккумулятора влево или вправо на один разряд, используют признак СУ как девятый разряд аккумулятора.

П р и з н а к з н а к а. Седьмой разряд результата выполнения операции в аккумуляторе может быть интерпретирован как знак результата. Команды, использующие признак знака, устанавливают его эквивалентным значению седьмого разряда аккумулятора. Ноль в седьмом разряде говорит о положительном значении результата, а единица — об отрицательном. Это значение дублируется в разряде знака регистра признаков и используется в командах условных переходов для реализации ветвления в зависимости от знака полученного результата.

П р и з н а к н у л я. Ряд команд МП устанавливает признак нуля в «1», что соответствует равенству нулю всех разрядов аккумуля-

мулятора. Если результат в аккумуляторе отличен от нуля, признак нуля будет сброшен в «0».

Признак четности. Четность результата выполнения команды определяется подсчетом количества единиц в аккумуляторе после выполнения команды. Признак четности устанавливается в «1» для четного количества единиц и сбрасывается в ноль для нечетного их количества. Обычно признак четности используется для контроля на четность данных в процессе их передачи.

Признак вспомогательного переноса указывает на наличие переноса из третьего разряда результата в аккумуляторе. Этот признак нельзя опросить в программе непосредственно, и он используется лишь в команде ДАА (десятичная настройка аккумулятора) для преобразования чисел из двоичной системы счисления в двоично-десятичную, например содержимое аккумулятора можно преобразовать в два четырехбитовых двоичных кода десятичного числа.

При описании МП необходимо также рассмотреть состав и функциональное назначение его внешних выводов (рис. 9.1, б): Φ_1 , Φ_2 — входы для подачи синхросигналов Φ_1 и Φ_2 , определяющих тактовую частоту работы МП;

Общ, $U_{иш}$, $U_{ип2}$, $U_{ип3}$ — входы источников питания: нулевой потенциал (земля), + 5 В, — 5 В, + 12 В;

Г (READY) — вход, сигнал на котором информирует МП о готовности ВУ к обмену информацией; при нулевом уровне на этом входе МП будет находиться в состоянии ОЖИДАНИЕ;

33X (HOLD) — вход, на который подается сигнал, соответствующий запросу захвата, т. е. на переход МП в состояние ЗАХВАТ, в котором ША и ШД переходят в состояние высокого сопротивления; это состояние обычно используется для организации обмена информацией по каналу прямого доступа к памяти;

ЗПР (INT) — вход, на который подается сигнал запроса прерывания от ВУ, т. е. на прерывание основной программы и переход на выполнение подпрограмм обслуживания прерывания; этот сигнал не воспринимается МП при работе его в режимах ЗАХВАТ, ОЖИДАНИЕ или при нулевом состоянии триггера разрешения прерывания;

R (RESET) — вход, по которому поступает сигнал на начальную установку МП, при этом обнуляются РК, СК, внутренние триггеры подтверждения захвата и разрешения прерывания (состояния остальных регистров не изменяются), в результате чего выполнение программы начинается с нулевой ячейки памяти;

A_0 — A_{15} — адресная шина (выходы с тремя состояниями), обеспечивает адресацию памяти емкостью до 64 К байт, адресацию 256 устройств ввода-вывода (УВВ);

D_0 — D_7 — двунаправленная шина данных (с тремя состояниями), обеспечивает обмен информацией между МП, памятью и внешними устройствами (ВУ);

С (SYNC) — выход синхронизации, на котором формируется сигнал в начале каждого машинного цикла;

П (DBIN) — выход, на котором формируется сигнал, указывающий (памяти и ВУ) на готовность МП к приему данных (разрешение ввода данных);

ОЖД (WAIT) — выход, сигнал на котором указывает, что МП находится в состоянии ожидания;

$\overline{3P}$ ($\overline{WR}$) — выход, сигнал на котором используется для управления записью информации из МП в память и ВУ, активным является сигнал $\overline{3P}$ ($\overline{WR}$);

ПЗХ (HLDA) — выход, на котором формируется сигнал подтверждения состояния захвата МП (в ответ на сигнал запроса захвата — ЗЗХ), указывает на то, что ШД и ША находятся в состоянии высокого сопротивления; после окончания текущего МЦ микропроцессор приостанавливает выполнение своих операций, пока действует сигнал ЗЗХ; сигналы ЗЗХ и ПЗХ можно использовать для организации прямого доступа к памяти, а также в многопроцессорных системах;

РПР (INTE) — выход, на котором формируется сигнал разрешения прерываний, характеризует состояние внутреннего триггера разрешения прерывания МП; состояние этого триггера может быть установлено программно с помощью команд EI, DI.

При нулевом уровне на выходе РПР прием запросов прерывания МП невозможен.

В исходном состоянии на МП подаются питающие напряжения ± 5 В, $+12$ В, последовательности импульсов синхронизации Φ_1 и Φ_2 , сигнал СБРОС, устанавливающий элементы памяти МП в начальное положение. В СК при этом записывается нуль.

После окончания действия сигнала СБРОС МП осуществляет обращение к нулевой ячейке памяти, где всегда располагается начало программы. Эта программа начинает покомандно выполняться.

Анализ работы МП по реализации различных команд показывает, что им выполняется всего десять типовых машинных циклов (МЦ):

выборка из памяти (ОЗУ, ПЗУ) первого байта команды — М1;
чтение ЗУ — считывание содержимого ячейки памяти по адресу, хранящемуся в СК или в одной из пар регистров ВС, ДЕ, НЛ;

запись в ЗУ — запись в ЯП по адресу, хранящемуся в одной из пар регистров ВС, ДЕ, НЛ;

чтение стека — считывание из стековой памяти по адресу, хранящемуся в УС;

запись в стек — запись в стековую память по адресу, хранящемуся в УС;

ввод — ввод информации в аккумулятор из внешнего устройства (ВУ);

вывод — вывод информации из аккумулятора в ВУ;

прерывание — перевод МП в режим «Прерывание», обработка прерывания;

останов — перевод МП в режим «Останов»;

прерывание при останове — вывод МП из режима «Останов» по запросу прерывания.

Любая команда начинает выполняться с цикла М1. Последующие этапы работы МП определяются кодом операции.

Для упрощения системной организации МПС и определения типа МЦ в первом такте каждого машинного цикла МП выдает на ШД 8-разрядный код (слово состояния, совокупность признаков), который запоминается во внешнем регистре и используется с целью формирования системных управляющих сигналов для обращения к памяти, внешним устройствам.

INTA (D_0) — признак подтверждения прерывания, используется для разрешения передачи команды вызова подпрограммы (ПП) обработки запроса прерывания;

$\overline{WO}$ (D_1) — признак записи — вывода, указывает, что в текущем МЦ будет выполняться запись в память или вывод кода в порт вывода (при $WO = 0$);

STACK (D_2) — признак указывает, что на ША передается адрес из УС, используемый для адресации области стековой памяти;

HLTA (D_3) — признак подтверждает выполнение команды останова HLT;

OUT (D_4) — признак вывода, указывает, что ША содержит адрес порта вывода, а шина данных будет содержать данные при сигнале $\overline{WR} = 0$;

M1 (D_5) — признак указывает, что МП находится в цикле выборки первого байта команды;

INP (D_6) — признак ввода, указывает, что ША содержит адрес порта ввода и входные данные передаются по ШД при сигнале $\overline{DBIN} = 1$;

MEMR (D_7) — признак указывает, что ШД будет использована для приема данных из памяти.

Слово состояния может загружаться в 8-разрядный регистр, например K589ИР12, посредством сигнала синхронизации — тактирующего сигнала Φ_2 уровня ТТЛ, формируемого генератором тактовых сигналов (ГТС), и использоваться для управления компонентами МПС.

Однако в более простых случаях организация МПС возможна и без применения рассмотренных признаков.

Система прерываний. В МП имеется специальный триггер — триггер разрешения прерывания (РПР), который может быть установлен в «1» либо сброшен в «0» командами EI и DI соответственно.

Если триггер РПП сброшен в «0», система прерываний блокирована и запросы прерываний не воспринимаются. Если же МП воспринимает запрос прерывания от внешнего устройства, происходят следующие действия: заканчивается выполнение текущей команды; сбрасывается в «0» триггер РПП; прерывающее устройство аппаратно формирует команду и посылает ее в МП для выполнения. Эта команда не расположена в памяти, и пользователь не может ее изменить, так как она функционально определена разработчиком системы прерываний. Перед выполнением команды не увеличивается содержимое счетчика команд.

Обычно прерывающее устройство формирует команду RST, которая вызывает одну из восьми 8-байтовых подпрограмм, расположенных в первых 64 байт памяти.

Например, нулевое устройство при каждом запросе на прерывание может посылать команду RST0. Для обработки данных, поступающих от нулевого устройства, управление передается соответствующей подпрограмме группой команд, расположенных в байтах памяти $0000_{16} \dots 0007_{16}$. Первое устройство может формировать команду RST1, а затем через группу команд, расположенных в байтах памяти $0008_{16} \dots 000F_{16}$, должна быть вызвана подпрограмма обслуживания первого устройства и т. д. до седьмого устройства включительно.

Подпрограмма обработки прерываний должна, как минимум, сохранить признаки результата (условий) и восстановить их перед возвратом в основную программу. Кроме того, триггер РПП после подтверждения запроса прерывания сбрасывается в «0», в результате чего система прерываний оказывается заблокированной. Для разрешения приема и обслуживания последующих прерываний в подпрограмму обработки прерываний необходимо включить команду EI. После выполнения команды EI подпрограмма обработки прерываний может быть прервана. Таким образом, типичная подпрограмма обработки прерываний следующая:

SUB : PUSH PSW

EI

<тело подпрограммы>

POP PSW

RET

9.4. УПРАВЛЕНИЕ И СИНХРОНИЗАЦИЯ МП

Для понимания работы МП в процессе обработки информации необходимо знать, на каких магистралях, в зависимости от каких управляющих сигналов и в какие моменты времени МП выдает ту или иную информацию, т. е. динамику процессов в МП. Особенно это важно при согласовании работы МП с внешними устройствами.

Выполнение команд в МП осуществляется в строго определенной последовательности, обусловленной рядом факторов, в том числе используемыми синхросигналами.

Машинный такт (T) — это период синхросигналов. Его длительность может быть установлена в некоторых пределах. Например, в МП КР580ВМ80А длительность T может быть установлена произвольно в диапазоне 0,5 ... 2 мкс (при тактовой частоте генератора 2 МГц).

Машинный цикл (МЦ) — время, требуемое для извлечения одного байта информации из памяти (ОЗУ, ПЗУ) или выполнения одной байтовой команды (рис. 9.2). МЦ может состоять из нескольких машинных тактов.

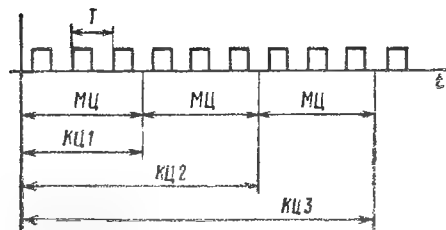


Рис. 9.2

Например, для МП К580 МЦ составляет 3 ... 5 T .

Командный цикл (КЦ) — время выборки, декодирования и выполнения команды (рис. 9.2). В зависимости от типа команды КЦ может состоять из нескольких машинных циклов (для МП К580—1 ... 5 МЦ).

Простые команды, не требующие обращения к памяти, выполняются в течение одного МЦ, а более сложные — за несколько МЦ (в зависимости от степени сложности). Например, в МП К580 простые команды выполняются в течение одного МЦ за четыре T , самые сложные (трехбайтовые) — в течение пяти МЦ за 18 тактов.

В целом выполнение операций в МП сводится к элементарным (не разложимым на более простые) преобразованиям информации в логических элементах, узлах и блоках под воздействием функциональных управляющих сигналов и синхросигналов тактового генератора. К таким элементарным преобразованиям или функциональным операциям относятся: передачи информации между узлами в блоках, сдвиги информации в узлах, логические поразрядные операции, проверка различных признаков, условий и др., выполняемые за минимальный рабочий интервал, т. е. за один такт.

Для более четкого понимания и описания функционирования микропроцессора его, как и любое другое цифровое устройство, можно представить в виде двух частей: операционного и управляющего устройств (блоков).

Операционное устройство, основу которого в МП составляет АЛУ и ряд регистров, характеризуется совокупностью определенных в нем (указанных выше) элементарных функциональных операций, выполняемых в процессе передачи или преобразования информации.

Элементарную функциональную операцию (или их некоторую комбинацию), выполняемую за один тактовый интервал (машинный

такт) и инициируемую одним функциональным управляющим сигналом (рис. 9.3, а), называют микрооперацией (МО).

Совокупность микроопераций, выполняемых за один тактовый интервал, называют микрокомандой (МК).

Главная отличительная особенность МК (по отношению к команде) заключается в том, что МК состоит из сигналов (или непосредственно определяет их появление), непосредственно воздействующих на те или иные входы функциональных элементов (например, на затворы транзисторов).

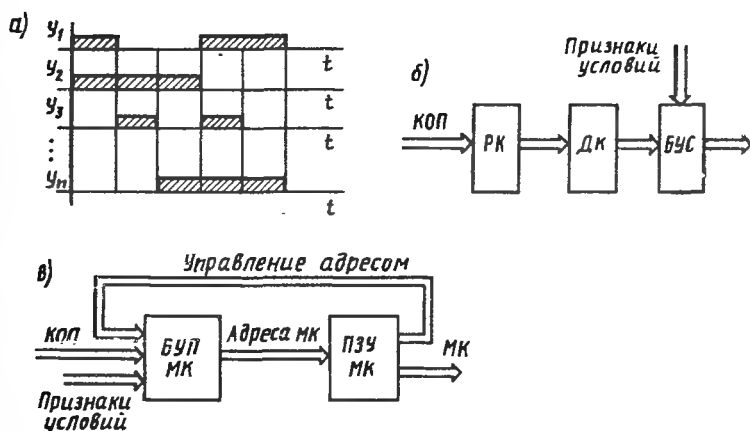


Рис. 9.3

В частности, МК может состоять из одной МО. Можно считать, что каждый разряд МК определяет появление соответствующего функционального сигнала управления.

Последовательность микрокоманд, обеспечивающая выполнение операции, задаваемой кодом команды, а точнее — ее операционной частью, т.е. кодом операции (КОП), называют микропрограммой (МПР).

Таким образом, процесс выполнения любой команды может быть описан некоторой микропрограммой и реализован за несколько машинных тактов, в каждом из которых выполняется одна микрокоманда, т.е. несколько (или одна) микроопераций.

Управляющее устройство предназначено для формирования совокупности управляющих сигналов, обеспечивающих выполнение всех микроопераций, составляющих ту или иную команду.

Последовательность выработки управляющих сигналов зависит от кода операции (т.е. от конкретной команды), от сигналов, поступающих из операционного устройства и несущих информацию об особенностях операндов, промежуточных и конечных результатах

(признаках результата), а также от синхросигналов, задающих границы машинных тактов.

На схемах МП линии управления соединяют схемы управления со всеми узлами МП, а также (в рамках МПС) с внешними устройствами (памяти, ввода-вывода).

В целом устройство управления осуществляет: выборку команд программы в нужной последовательности, их дешифрацию и обработку полей команды; управление выполнением операций; синхронизацию работы отдельных элементов, узлов и блоков.

В МП используется два способа организации управления.

Схемный, жесткий или аппаратный способ управления (рис. 9.3, б) используется в однокристалльных МП. Он характеризуется тем, что дешифрирование кода команды и выработка последовательности сигналов, необходимых для выполнения тех или иных операций, формируется внутренними, т. е. реализованными на кристалле, логическими схемами, представляющими собой специальный блок, на вход которого подается код соответствующей команды.

Управляющие сигналы вырабатываются в течение нескольких тактов, последовательность их формирования определяется совокупностью различных сигналов и условий, что предопределяет достаточно сложную в функциональном отношении структуру дешифратора команд и блока формирования сигналов управления.

Кроме того, недостатком такого способа управления является необходимость переработки схемы в тех случаях, когда решаемая задача требует изменения тех или иных команд или введения новых.

Однако в силу того, что схемы управления встроены в кристалл, эта задача неосуществима.

Основным достоинством такого способа управления является сравнительно высокое быстродействие.

Второй способ организации управления, называемый микропрограммным управлением (рис. 9.3, в), используется как в однокристалльных, так и в многокристалльных секционированных МП. В этом случае дешифрирование кода команды и выработка управляющих сигналов производятся микропрограммным устройством управления (УУ), которое содержит, как правило, постоянное запоминающее устройство микрокоманд (ПЗУ МК), в нем каждая команда представлена в виде микропрограммы, реализующей выполнение команды. Таким образом, при таком способе организации управления дешифрирование кода команды и выработка управляющих сигналов производятся под управлением микропрограммы, хранимой в ПЗУ МК.

В результате этого в МПС (МЭВМ) с микропрограммным УУ существует два уровня управления и соответственно программирования: командный, на котором пользователь пишет программы, и микрокомандный, или микропрограммный, микропрограммы которого составляет разработчик системы.

Хранение микрокоманд в специальном ЗУ позволяет при необходимости достаточно просто осуществлять замену микропрограмм, т. е. набора выполняемых микропроцессором команд.

Однако необходимость обращения к ЗУ микрокоманд в каждом такте ограничивает (снижает) быстродействие такого МП.

В общем случае пользователь может и не знать, как реализуется та или иная команда, хотя при необходимости может изменить содержимое ПЗУ МК, вводя новую команду или модифицируя уже имеющуюся.

Из сказанного следует, что программирование систем на базе микропрограммных УУ с точки зрения пользователя имеет более широкие возможности вследствие того, что система команд может быть дополнена или изменена в зависимости от конкретного применения.

Осуществляют также микропрограммные системы, в которых отсутствует командный уровень, а программирование ведется на уровне микрокоманд. Это позволяет составлять программы, обладающие наибольшей эффективностью, и получить максимальное быстродействие системы.

Недостатком данного способа программирования является его сложность и трудоемкость, однако к нему зачастую приходится обращаться при построении систем, работающих в реальном времени.

Наиболее полно возможности микропрограммной системы раскрываются лишь для пользователя, знакомого с архитектурой и схемотехникой МПС.

Рассматривая вопросы управления микропроцессором в целом, можно отметить следующее. Поскольку работа схем управления микропрограммируется, это свидетельствует о сходстве архитектуры системы управления МП с архитектурой некоторого МП специального назначения. Таким образом, можно сказать, что схемы управления — это своеобразный МП внутри МП.

9.5. СИСТЕМА КОМАНД МИКРОПРОЦЕССОРА

Микропроцессор (МП) КР580ВМ80А (в дальнейшем К580) выполняет команды из некоторого фиксированного набора, называемого системой команд [23].

Естественно, что никаких других команд, кроме этого набора, МП выполнять не может. Следовательно, решение любой задачи по обработке информации с применением МП должно быть представлено в виде последовательности этих команд, составляющих программу.

В распоряжение пользователя (программиста) предоставляются следующие средства.

Семь рабочих 8-разрядных регистров, используемых при выполнении всех операций над данными и для хранения адресов ячеек памяти (ЯП): А — специальный регистр, называемый аккумуля-

тором; В, С, D, Е, Н, L — регистры общего назначения (РОН), образующие сверхоперативное запоминающее устройство (СОЗУ). Принято следующее кодирование адресов (номеров) этих регистров: А-111, В-000, С-001, D-010, Е-011, Н-100, L-101. Код 110 является признаком косвенной адресации.

Память, в которой хранятся программы и данные; для получения требуемой информации необходима соответствующая адресация, т. е. способ формирования исполнительного адреса.

Счетчик команд (СК), часто его называют также программным счетчиком, указывающий сначала адрес текущей, а затем — следующей команды.

Указатель стека (УС) — регистр, позволяющий использовать различные области памяти в качестве стека; он упрощает выполнение программ и обслуживание прерываний.

Устройства (схемы, порты) ввода-вывода, с помощью которых осуществляется связь между МП и внешними устройствами.

Ряд команд предусматривает обработку или пересылку машинных слов двойной длины. В этих случаях пары регистров В и С, D и Е, Н и L объединяются в 16-разрядные регистры (регистровые пары), имеющие коды (адреса) 00, 01 и 10 соответственно. При символическом представлении таких регистров используются обозначения только первого в паре регистра, т. е. В, D и Н соответственно. Для обозначения пары регистров А и F (где F — регистр признаков или флаговый регистр) используется символика PSW.

Из сказанного выше следует, что основным структурным элементом как микропроцессора, так и микропроцессорной системы является регистр, т. е. устройство, состоящее из нескольких триггеров, и соответствующих схем управления, обеспечивающих их совместную работу.

Регистры осуществляют прием, хранение, сдвиг, передачу и другие элементарные операции над машинным словом, при этом размерность всех регистров в микропроцессорной системе обычно равна или кратна длине машинного слова микропроцессора.

Все это позволяет представить микропроцессорную систему в виде регистровой или программной модели (рис. 9.4), которая дает пользователю (разработчику микропроцессорной автоматической системы) достаточно полное и цельное представление об используемых микропроцессорных средствах.

Подобная модель целесообразна еще и по той причине, что ячейки памяти (оперативной и постоянной, ОЗУ и ПЗУ соответственно) и порты ввода-вывода, по существу, тоже можно представлять в виде регистров.

Таким образом, микропроцессорная система как основная часть МПАС представляет собой большое число регистров, а ее функционирование, в процессе которого реализуется алгоритм обработки цифровой информации, заключается в передаче машинных слов между регистрами. Порядок передач, часть из которых сопровождает

ся элементарными преобразованиями над словом, определяется программой, т. е. последовательностью команд, поочередно выполняемых микропроцессором.

Команда — это инструкция, под воздействием которой выполняется какая-либо машинная операция.

Каждая команда имеет определенный формат, под которым понимают способ представления команды в памяти МЭВМ с указанием расположения, назначения и размера отдельных частей (полей) команды: кода операции (поле КОП), первого операнда (или его адреса), второго операнда (или его адреса), признаков и т. п.

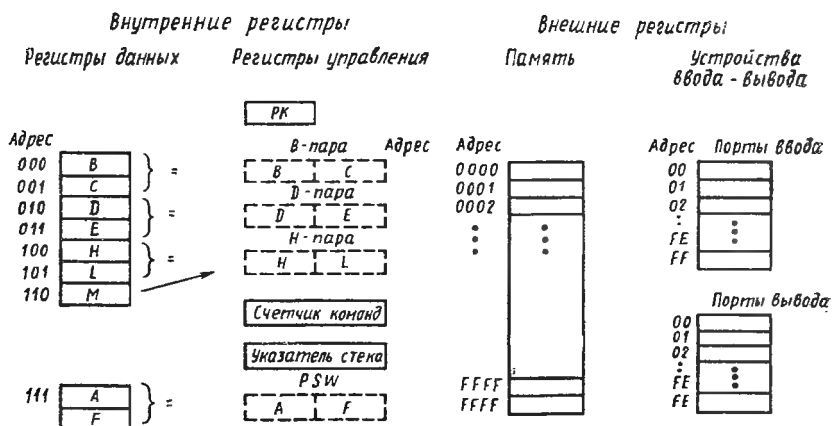


Рис. 9.4

Для системы команд МЭВМ, построенных на базе МП К580, характерны три формата команды.

Формат 1 — однобайтовая команда, содержит лишь код операции. Таким образом, в данном случае содержимое байта указывает формат команды, код операции, вид адресации и регистры или регистровые пары, если они участвуют в выполнении операции. Операнды в таких командах либо отсутствуют (например, в команде останова HLT), либо определяются неявно, т. е. по принципу умолчания. Например, в команде сложения ADD М указывается, что первый операнд находится в аккумуляторе, а второй в ЯП, адрес которой берется из пары регистров HL.

Формат 2 — двухбайтовая команда кроме кода операции содержит 8-разрядное число (второй байт команды), представляющее собой непосредственные данные (операнд) или адрес (номер) устройства (порта) ввода-вывода. Например, команда MVI A, 41 осуществляет занесение числа 41, которое записано во втором байте команды, в аккумулятор А; число в данном случае представлено в шестнадцатеричной системе счисления.

Формат 3 — трехбайтовая команда, второй и третий байты команды содержат либо 16-разрядный адрес операнда (в командах с прямой адресацией), либо 16-разрядное число, представляющее собой непосредственные данные (операнд) в командах загрузки регистровых пар и указателя стека. При этом в обоих случаях второй байт (т. е. байт, следующий за байтом с кодом операции) хранит младшую часть операнда или адреса, а третий байт — старшую.

Следует также отметить, что после выполнения некоторых операций в АЛУ вырабатываются соответствующие признаки результата, значения которых могут влиять на выполнение последующих команд (но не всех) и условной передачи управления.

Для удобства сохранения и восстановления состояния МП (во время прерываний и перехода к ПП) все признаки располагают в одном регистре, который называют регистром признаков (или флаговым регистром F). Значение каждого признака фиксируется в отдельном триггере. Содержимое пары регистров A и F иногда называют словом состояния программы и обозначают PSW.

Способы адресации (режимы адресации) обеспечивают доступ к операндам, хранящимся в ОЗУ и/или внутри МП (СОЗУ), а также играют большую роль в организации управления ходом выполнения программы.

Выбором способа адресации можно обеспечить минимальный объем памяти для хранения программы и/или наименьшее время ее исполнения, а это весьма существенно при реализации микропроцессорных автоматических систем (МПАС). Выбор способа адресации определяется также системой команд МП.

Для МЭВМ на базе МП K580 характерны следующие способы адресации. При их рассмотрении содержимое поля адреса кода команды будем называть исходным адресом, а адрес ЯП, на которую в конечном итоге осуществляется ссылка и которая содержит операнд, — действительным или исполнительным адресом.

Неявная адресация (подразумеваемая), когда адрес операнда неявно задается в коде операции (КОП) команды. Подразумевается, что операнд находится в определенном внутреннем регистре МП и его специально адресовать не нужно. Например, все команды сдвига рассматриваемого МП оперируют только содержимым A, т. е. A уже адресуется кодом команды и нет необходимости его указывать специально. Именно так построены все бинарные операции преобразования данных (арифметические и логические команды), когда подразумевается, что одним из операндов является содержимое A и что результат операции загружается в него же. При неявной адресации формат команды — однобайтовый.

Регистровая адресация, когда операндом является содержимое указанного в команде РОН. Например, в командах передач MOV r_1, r_2 адресуются два РОН, так как их адреса задаются всего тремя разрядами (битами). Команды с таким режимом адресации являются однобайтовыми.

В общем случае один из операндов всегда находится в одном из внутренних регистров МП, а второй может быть адресован прямо, косвенно или непосредственно. От способа адресации второго операнда зависит формат команды.

Непосредственная адресация используется при необходимости включения непосредственно в программу фиксированных элементов (констант, кодов символов, слов-масок и т. д.). Операнд команды является частью команды, а именно, вторым байтом команды (B_2), и расположен в памяти непосредственно за ЯП, содержащей КОП. Естественно, что такая адресация применяется в тех случаях, когда операнд известен при написании программы. В МП К580 допускается непосредственно адресовать 8- и 16-разрядные слова, при этом во втором байте команды (B_2) находятся младшие разряды, а в третьем байте (B_3) — старшие разряды слова. Отсюда следует, что непосредственная адресация предполагает использование двухбайтовых и трехбайтовых форматов команд.

Прямая адресация. Это наиболее естественный и простой способ, когда в команде задается сразу действительный адрес (исходный равен действительному). Такой способ адресации является наиболее неэкономным, так как формат команды в этом случае трехбайтовый, причем во втором и третьем байтах находится адрес операнда.

Косвенная регистровая адресация — это очень эффективный и важный способ адресации, когда исходный адрес служит указателем ЯП, в которой находится действительный адрес, т. е. исходный адрес — это «адрес адреса». Адрес операнда берется из двух РОН, чаще всего это регистры Н (для старшего байта адреса) и L (для младшего байта адреса). Команда в этом случае имеет однобайтовый формат. Для ссылки на пару регистров HL в команде на символическом языке используется символ (имя) М. Например, команда MOV A, M осуществляет загрузку аккумулятора содержимым байта памяти (ячейки М), адрес которого находится в регистрах Н и L. Таким образом, косвенная адресация (код 110) позволяет обращаться к памяти с помощью 16-разрядного адреса, размещенного в паре регистров HL. В зависимости от расположения кода 110 в команде производится обращение к соответствующей ячейке памяти для считывания операнда или записи результата операции. Пара регистров может также содержать два байта непосредственных данных.

Для того чтобы иметь четкое представление о возможностях МП по обработке информации, необходимо знать следующие характеристики каждой из команд:

- название команды;
- используемые способы адресации;
- символическое (мнемоническое) обозначение команды;
- длину команды и ее размещение в памяти;
- представление действий, выполняемых командой с помощью логических символов;
- объяснение действий (интерпретация), выполняемых командой;

воздействие результата выполнения команды на регистр признаков МП.

Классификация и краткая характеристика команд. Количество базовых команд МП К580 — 78. Однако многие из них порождают несколько различных кодов операций, поэтому общее число команд составляет 244. С функциональной точки зрения всю совокупность команд можно разделить на следующие команды:

- пересылки данных;
- обработки данных;
- передачи управления;
- обращения к подпрограммам (ПП);
- ввода-вывода;
- специальные.

Команды пересылки данных — обеспечивают простую, т. е. без обработки, пересылку данных. В этой группе можно выделить:

команды, связанные с обращением к регистрам, когда содержимое одного из регистров пересылается в другой, или же в регистр заносятся данные, указанные в одном из полей кода команды (второй байт команды — B_2);

команды, связанные с обращением к памяти, когда содержимое одной из ЯП засылается в регистр или же содержимое регистра пересылается в ЯП; в этих командах необходимо указывать номер регистра, адрес ЯП и, если это необходимо, номер модуля памяти.

Если при выполнении операции участвуют регистры МП (один или два), то они указываются в первом байте команды. При этом для адресов (номеров) регистров в коде команды отводятся вполне определенные разряды: три младших кодируют номер регистра — источника (S), т. е. регистра, содержащего операнд, а три соседних (старших) — номер регистра — приемника (D), т. е. регистра, в который засылается результат операции.

Команды обработки данных — обеспечивают выполнение операции над данными. Перед началом выполнения любой команды из этой группы один из операндов должен быть помещен в аккумулятор, а другой (если команда однобайтовая) — в один из РОН или ячейку памяти, адресуемую содержимым регистровой пары HL. В двухбайтовой команде значение второго операнда непосредственно задается во втором байте команды.

Результат выполнения команды помещается в аккумулятор.

Возможности МП во многом обусловлены командами сложения и вычитания, логическими командами, а также командами сдвига и другими над 8-разрядными операндами. Операции умножения и деления, а также операции с другими форматами данных реализуются с помощью ПП, что приводит к ограничениям возможностей микропроцессорных систем (МПС).

В данной группе команд можно выделить следующие команды: арифметических операций, в которых операнды представляются

в формате целого числа со знаком в дополнительном коде с диапазоном изменений от — 128 до + 127;

логических операций, в которых операции являются поразрядными, т. е. выполняются независимо для каждого из восьми разрядов операнда;

соответствующие разнообразным унарным операциям, т. е. операциям с одним операндом, такие, как сдвиги влево, вправо, инвертирование и т. д.

При использовании двоично-кодированных десятичных чисел (когда байт содержит две тетрады, соответствующие двум десятичным цифрам, представленным в двоичном коде) сложение выполняется в два этапа:

операнды складываются как двоичные числа;

производится коррекция в общем случае неправильного промежуточного результата.

Команды логических операций — обеспечивают выполнение логических операций поразрядно, т. е. независимо для каждого из восьми разрядов операнда.

В командах логических операций неадресуемый операнд находится в аккумуляторе, туда же (после выполнения операции) заносится результат операции. Признаки устанавливаются в зависимости от результата операции.

Команды передачи управления — составляют группу команд безусловного и условного перехода на основе анализа признаков результата операции. Основное назначение этих команд состоит в том, чтобы изменить нормальный ход выполнения программы путем загрузки в счетчик команд такого значения, которое соответствовало бы желаемой точке программы.

Наличие команд передачи управления обуславливает существенное расширение возможностей МП по обработке информации, так как они позволяют реализовать разветвляющиеся и циклические процедуры, в том числе передачу управления только при выполнении некоторых условий, заданных в коде операции.

Команды обращения к подпрограммам — обеспечивают передачу управления на подпрограмму (ПП) с сохранением информации о том месте программы, из которого произошла передача, а также возврат управления из ПП в исходную программу с восстановлением контекста исходной программы.

При выполнении команд обращения к ПП (а также команд обработки прерываний) используется стек, при этом операции со стеком выполняются автоматически, т. е. они не задаются в явном виде программистом.

Стек, или стековая память — это область памяти, чаще всего ОЗУ, выделяемая пользователем для хранения адресов и данных при некоторых операциях.

Адреса, с которыми оперируют стековые команды, определяются с помощью программно-доступного 16-разрядного регистра — ука-

зателя стека (УС). Он хранит адрес последней занятой ячейки в стековой памяти. Содержимое УС уменьшается перед записью кода в стек и увеличивается после чтения.

Группа команд обращения к подпрограммам (ПП) представляет собой трехбайтовые команды безусловной или условной передачи управления с возвратом. Первый байт таких команд содержит код операции, а второй и третий байты — это адрес перехода, представляющий собой начальный адрес подпрограммы.

Команды ввода-вывода — обеспечивают обмен информацией между МП и портами (устройствами) ввода-вывода, т. е. в конечном итоге это может быть обмен между ОЗУ и внешними устройствами. В данных командах второй байт представляет собой 8-разрядный адрес порта (addr). Прием и передача данных осуществляется при помощи аккумулятора, т. е. в МП он всегда является получателем или источником данных. МП К580 позволяет адресовать до 256 портов ввода и до 256 портов вывода.

Специальные команды. Эта группа однобайтовых команд используется для выполнения управляющих операций над самим МП.

Глава 10. ПАМЯТЬ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Понятие «память» связывается обычно с МПС или МЭВМ. Память определяется как их функциональная часть, предназначенная для записи, хранения и воспроизведения (выдачи) информации. Комплекс технических средств, реализующий функцию памяти, называют запоминающим устройством (ЗУ). Отдельные элементы ЗУ называют запоминающими элементами (ЗЭ) или элементами памяти (ЭП).

Основными операциями в памяти в общем случае являются *запись* — занесение информации в память и *считывание* — выборка информации из памяти. Обе эти операции называют *обращением к памяти*.

10.1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

К основным характеристикам систем памяти и конкретных интегральных схем памяти относятся следующие:

информационная емкость памяти (емкость памяти); она определяется максимально возможным количеством битов хранимой информации;

ширина выборки (разрядность); определяется количеством информации (разрядов), записываемой в ЗУ или извлекаемой из него за одно обращение;

время обращения (быстродействие): количественно характеризуется несколькими временными параметрами, среди которых можно выделить в качестве обобщающего параметра время цикла обращения к ЗУ, т. е. цикла считывания (записи), отсчитываемое от момента поступления кода адреса до завершения всех процессов (в микросхеме) при считывании (записи) информации;

потребляемая мощность: указывается, исходя из расчета на один бит, она может быть различной для режимов хранения и обращения.

Важной характеристикой ЗУ является его способность сохранения информации при отключении питания, т. е. является ли оно *энергозависимым или же энергонезависимым*. ЗУ любого из типов содержит множество одинаковых элементов памяти (ЭП), образующих запоминающий массив (ЗМ) или матрицу-накопитель (МН). ЗМ разделен на отдельные ячейки памяти (ЯП), каждая из которых предназначена для хранения двоичного кода, соответствующего одному, половине или нескольким машинным словам.

По способу организации доступа (обращения) к памяти различают два класса ЗУ: с произвольным доступом (адресные) и с последовательным доступом (безадресные).

По способу хранения информации в ЭП различают тоже два класса ЗУ: статические и динамические.

С точки зрения физической реализации можно выделить следующие типы ЗУ: встроенные в кристалл МП; реализованные в виде отдельной БИС; содержащие группу БИС и схемы управления, выполненные в виде законченного модуля.

С целью повышения эффективности системы памяти наряду с повышением емкости и быстродействия ее отдельных подсистем, для МПС важно обеспечить рациональную организацию системы памяти. Одной из форм такой рациональной организации является создание иерархических систем памяти.

По функциональному назначению большинство типов ЗУ можно разделить на следующие группы: сверхоперативные ЗУ (СОЗУ); оперативные ЗУ (ОЗУ); постоянные ЗУ (ПЗУ); полупостоянные или перепрограммируемые ЗУ (ППЗУ); программируемые логические матрицы (ПЛМ), специальный вид постоянной памяти; буферные ЗУ (БЗУ), предназначенные для согласования различных типов ЗУ между собой и с внешними устройствами; стековые ЗУ, специально организованная память; внешние ЗУ (ВЗУ), предназначенные для хранения больших объемов информации с небольшой удельной стоимостью бита хранимой информации (магнитные гибкие и жесткие диски, ленты (кассетные накопители), барабаны и т. д.).

10.2. СВЕРХОПЕРАТИВНЫЕ И ОПЕРАТИВНЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

СОЗУ — представляет собой набор регистров (РГ), содержимое которых непосредственно используется при обработке информации в МП. Такое ЗУ встроено в БИС МП и предназначено для хранения

команд, операндов и результатов промежуточных преобразований. Разрядность регистров (часто их называют регистрами общего назначения — РОН) соответствует разрядности МП, а общее число РОН ограничивается допустимыми размерами кристалла.

СОЗУ широко используется для расширения функциональных возможностей и повышения производительности МП. При существующей тенденции создания однокристалльных МП и МЭВМ различия в таких уровнях памяти, как СОЗУ и ОЗУ, фактически стираются.

СОЗУ выполняется по единой с логическими элементами технологии и представляют собой, как правило, набор регистров на статических триггерах, не требующих регенерации хранимой в них информации.

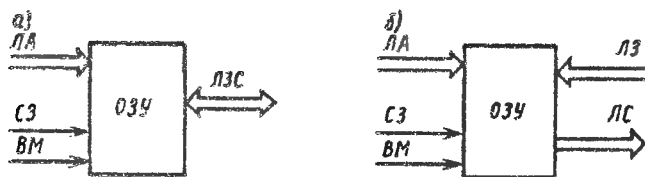


Рис. 10.1

ОЗУ — предназначено для хранения оперативной (переменной) информации, требующейся в процессе обработки: операнды, числа, программы, промежуточные результаты и т. д.; в ходе выполнения программы можно старую информацию заменить новой. Иногда ОЗУ называют памятью с произвольным доступом. Для ОЗУ возможны режимы как считывания, так и записи информации.

В общем случае ОЗУ состоит из нескольких блоков, или модулей. Для полупроводниковой памяти модули обычно реализуются в виде отдельных ИС.

Существует довольно много разновидностей модулей с набором внешних сигналов, соответствующих различным типам шин, однако большинство модулей можно отнести к одному из двух основных типов, показанных на рис. 10.1.

Состав и функции внешних сигнальных линий модуля ОЗУ выбираются с таким расчетом, чтобы облегчить работу в системе с шинной организацией связей. В число таких линий входят линии задания адреса (ЛА) слова, линии, по которым передаются данные в модуль или из модуля, и несколько управляющих линий, позволяющих задать нужную операцию (запись или считывание (чтение). выборка модуля).

В одном случае (рис. 10.1, *а*) имеется только одна группа линий — линии записи и считывания данных (ЛЗС), но она является дву-

направленной, т. е. по ним передаются как поступающие данные (при записи), так и выдаваемые данные (при считывании). Во втором случае (рис. 10.1, б) — две отдельные группы линий: линии записи данных (ЛЗ) и линии считывания данных (ЛС).

С помощью набора адресных линий определяется конкретный ЭП или же ячейка (адрес), к которой осуществляется обращение для считывания или записи данных.

В обеих моделях управляющая линия «считывание—запись» (СЗ) задает режим записи ($СЗ=1$) или режим чтения ($СЗ=0$).

Управляющая линия «выборка модуля» (ВМ) в обоих случаях либо разрешает выполнение операции обращения (считывания—записи) в данном модуле ($ВМ=1$), либо запрещает ее выполнение ($ВМ=0$).

Для того чтобы модули памяти, соответствующие любой из этих моделей, можно было включать в многомодульную систему ЗУ с шинной организацией, на линиях выдачи данных используются логические элементы (схемы), допускающие монтажную логику.

Модуль памяти любой модели выдает данные на выходные линии только при чтении; во всех остальных ситуациях этими линиями могут пользоваться другие модули памяти или устройства, подключенные к линиям. Особенно важно это для случая, когда для записи и считывания должны использоваться одни и те же линии.

Внутренняя организация ОЗУ содержит большое число элементов памяти (ЭП) и имеет некоторую регулярную структуру. Организация ОЗУ определяет способы передачи информации в устройство и из него. Информация обычно передается группами бит — словами. Существует ОЗУ со статическими и динамическими ЭП.

Статические ЭП способны хранить информацию (только один бит) как угодно долго, пока подается электропитание. В качестве такого ЭП может использоваться статический триггер.

Динамические ЭП способны хранить бит информации только короткое время (единицы мс или мкс). Поэтому для сохранения информации необходимо время ее нужно периодически обновлять, т. е. регенерировать. В качестве такого ЭП может использоваться электрический конденсатор с соответствующими схемами управления и регенерации.

В динамических ЗУ время цикла считывания (записи) больше, чем в статических, так как в них после завершения считывания необходимо некоторое время на установление функциональных узлов ИС памяти в исходное состояние.

Для ОЗУ как со статическими, так и динамическими ЭП существует много различных схем и еще больше, по-видимому, появится в будущем. Их разнообразие отражает не только разнообразие технологий и конструкций, но еще и разнообразие требований, предъявляемых к модулям памяти в отношении быстродействия, емкости, плотности упаковки логических элементов и потребляемой мощности.

В микропроцессорных и других цифровых автоматических системах необходима память, которая служила бы источником информации, остающейся неизменной, в том числе и при отключении питания (списки констант, таблицы, постоянные программы, микропрограммы и подпрограммы). В таких случаях используются модули памяти, в которых изменить записанную информацию невозможно средствами самой, использующей данный модуль системы. Эти модули называют постоянными ЗУ (ПЗУ). Таким образом, ПЗУ — это постоянное запоминающее устройство, содержимое которого не может быть заменено микропроцессором в ходе выполнения рабочей программы и сохраняется при снятии питания системы. В процессе обработки информации ПЗУ представляет собой память, работающую только в режиме считывания.

Применение ПЗУ позволяет достичь большей плотности упаковки информации за счет упрощения запоминающих элементов.

ПЗУ как устройство памяти в целом может работать в одном из двух режимов: чтение или программирование. Программированием ПЗУ называют процесс записи информации в него (в отличие от общепринятого понимания программирования как процесса составления программы).

Следует отметить, что обычно стремятся к тому, чтобы при программировании не требовалось никаких новых внешних линий, отличных от используемых в модуле ПЗУ при работе в режиме чтения.

Программируемость памяти этого типа подразумевает существование множества некоторых коммутируемых элементов, с помощью которых можно установить или снять «перемычку», связывающую линию выборки элемента памяти или ячейки (строки) с линией считывания информации (разрядной линией). Коммутация определяется той информацией, которую должно хранить ПЗУ, а конкретная реализация «перемычек» и способ программирования зависят от типа ПЗУ.

По способу программирования выпускаемые полупроводниковые ПЗУ делятся на два типа: МПЗУ — масочные ПЗУ, в которых информация заносится (осуществляется программирование) в процессе изготовления масочным способом; создаются они на базе полевых или биполярных транзисторов;

ЭППЗУ — электрически программируемые ПЗУ, в которых информация может быть занесена электрическим способом, т. е. они допускают в особом режиме программирование или репрограммирование (перепрограммирование, повторное программирование) с помощью электрических сигналов. Их называют также ПЗУ, программируемые пользователем, так как они в отличие от масочных ПЗУ позволяют записать нужную информацию самому пользователю; в таких ПЗУ состояние перемычек можно задать уже после изготовления устройства либо создав, либо разрушив соединение.

По признаку кратности программирования ЭПЗУ можно разделить на ПЗУ с однократным программированием (ППЗУ) (за счет необратимых изменений их структуры) и ПЗУ с многократной сменой (репрограммированием) информации (РПЗУ).

Электрически программируемые ПЗУ (как ППЗУ, так и РПЗУ) стали неотъемлемыми компонентами МПАС, АСУТП и других систем, где требуется частая модификация программ. Программа обработки информации заносится в них электрическим способом и может храниться там достаточно долго независимо от наличия или отсутствия питания.

По принципу записи информации ППЗУ можно разделить на две группы:

- с пережиганием плавких перемычек;
 - с пробоем перехода в полупроводнике.
- а РПЗУ — на три:
- с формированием электрического заряда в двухслойном диэлектрике МНОП-структуры;
 - с лавинной инжекцией электрического заряда в область плавающего затвора МОП-структуры (ЛИПЗ МОП);
 - с изменением проводимости стеклообразного материала.

Стирание информации в РПЗУ осуществляется двумя способами: электрическое стирание и воздействие ультрафиолетовыми (УФ) лучами.

Далее будут рассмотрены характерные черты указанных выше типов ПЗУ.

Масочные ПЗУ программируются на одном из последних технологических этапов их производства. Элементы коммутации представляют собой просто промежутки, часть которых перемыкается на этапе металлизации схемы. Это делается с помощью масок-фотошаблонов, задающих точную форму участков металлизации и изготавливаемых по заказу для каждого конкретного наполнения ПЗУ. Маска довольно дорога, но с помощью одной маски можно запрограммировать любое число модулей памяти. Следовательно, ПЗУ, программируемые при помощи масок, экономически целесообразны при крупносерийном производстве.

Принцип действия ППЗУ основан на физических процессах, позволяющих необратимо изменять электрическое сопротивление участка цепи. Различают два типа однократно программируемых запоминающих элементов (ЗЭ): резисторный и диодный.

Бит информации, хранящейся в ЗЭ резисторного типа, определяется наличием или отсутствием плавкой перемычки. В состоянии после изготовления ЗЭ хранит 1 (сопротивление перемычки мало), а после пережигания плавкой перемычки — 0. В качестве плавких перемычек широко применяют тонкие пленки из нихрома или поликристаллического кремния (сопротивление перемычки составляет около 10 Ом).

Для работы в режиме программирования необходимо предусматривать средства для избирательного пережигания перемычек. Обычно используется дополнительный внешний источник повышенного напряжения питания. Через перемычку пропускают импульс тока (плотностью около 10^7 А/см²), в результате чего она необратимо разрушается.

Работа ЗЭ диодного типа основана на необратимых явлениях, происходящих при пробое обратносмещенного *p-n*-перехода. В исходном состоянии ЗЭ диодного типа хранит 0 (его обратное сопротивление очень велико). При программировании к диоду прикладывается запирающее напряжение повышенного уровня, под действием которого *p-n*-переход пробивается, т. е. происходит короткое замыкание, что соответствует записи логической единицы.

Если сравнивать ППЗУ на принципе пережигания нихромовых перемычек и пробоя перехода в полупроводнике, то надо иметь в виду, что процесс пережигания остается сложным и не всегда обеспечивает требуемую надежность, поскольку частички металла, попадая на соседние участки, могут вызывать короткое замыкание или паразитные утечки, а также явиться причиной скрытых дефектов, которые проявляются в процессе эксплуатации.

Репрограммируемые ПЗУ можно программировать, стирать информацию и относительно быстро (за ограниченное время) программировать заново. В них используются элементы коммутации, которые можно устанавливать в одно состояние групповым способом (т. е. все сразу), а в другое — избирательно. Репрограммирование таких ПЗУ сводится сначала к групповой установке всех «перемычек» в одно состояние, что равносильно стиранию ранее записанной информации, и последующей избирательной (поочередной) установке нужных «перемычек» в другое состояние.

Репрограммируемые ПЗУ обычно строятся на принципах сохранения заряда в диэлектрике: в МНОП-структуре (металл—нитрид кремния—оксид кремния—полупроводник), представляющей собой МОП-транзистор, у которого затвор (металлический) отделен от кремниевой подложки диэлектриком, состоящим из двух слоев; в МОП-структуре с использованием эффекта лавинной инжекции электрического заряда в область плавающего (изолированного) затвора (ЛИПЗ МОП).

Другое направление создания РПЗУ, которое признается в настоящее время более перспективным, основано на обратимых изменениях физической структуры материала, в частности используется свойство порогового переключения аморфных полупроводников.

РПЗУ на МНОП-технологии имеют следующие преимущества: большое допустимое число циклов перепрограммирования (10^5 — 10^6); электрическое стирание. К недостаткам следует отнести: ограниченное время хранения информации (в выключенном состоянии не более 2—10 тыс. ч, в режиме непрерывного считывания — 200—

500 ч); высокие амплитуда и длительность импульсов перепрограммирования (25—36 В, 5—100 мс), ограниченное время считывания (0,4—1,0 мкс).

Для ЛИПЗ МОП-технологии характерны следующие достоинства: повышенное быстродействие (до 0,1 мкс); большая информационная емкость (до 65—128 К бит); длительное время хранения информации в выключенном и включенном состоянии (до 10 лет). Недостатками являются: ограниченное число циклов перепрограммирования (10—100) и применение УФ-излучения при стирании.

Структура БИС РПЗУ такого типа, например К573РФ13 (К573РФ1) содержит: матрицу-накопитель; регистр; дешифратор адреса; усилители считывания. Структура памяти (организация накопителя) 1024×8 , время выборки 900 нс. Стирание информации производится ультрафиолетовым облучением кристалла микросхемы через окно в крышке корпуса. Количество циклов перепрограммирования около 100. РПЗУ способны сохранять заряд при отключенном питании в течение 2—3 тыс. ч.

РПЗУ с электрическим стиранием обладают рядом эксплуатационных достоинств, особенно важных для экспериментальных систем:

- простота программирования блоков памяти в составе систем;
- возможность дистанционной смены содержания;
- практически неограниченное число циклов перезаписи;
- достаточное для большинства экспериментальных задач время хранения информации (3—10 тыс. ч).

Развитие РПЗУ обоих типов (с электрическим и УФ-стиранием) ведет в конечном итоге к получению схем, обладающих достоинствами как первого, так и второго

Перспективы разработки и применения ЭППЗУ. Анализ отечественных и зарубежных работ в области МТ показывает, что значение различных видов памяти при создании МПАС все более возрастает. В перспективе архитектуру информационно-вычислительной основы МПАС можно представить в виде подсистемы памяти, которая будет рассматриваться как центральная (и основная) подсистема, и ряда других подсистем.

ПЗУ позволяют в полной мере реализовать основные идеи, лежащие в основе МТ:

- возможность хранения программы обработки информации в компактной и надежной физической среде — в кристалле кремния;
- универсальность и гибкость системы, возможность быстро и просто модифицировать эту программу столько раз, сколько потребуется в ходе разработки и отладки системы, возможность полной перестройки системы на решение новой задачи без изменения аппаратной части, исключительно за счет смены информации, хранящейся в памяти;

энергонезависимость хранения программы, свойственная всем ПЗУ, возможность использования МП как встроенного съемного

модуля в различных агрегатах, механизмах, устройствах, системах и пр.

Особенно эффективно применение программируемых ПЗУ на стадии отладки ПО МПС. Отладка и оптимизация некоторой программы в общем случае требуют нескольких десятков ее прогонов в системе, а каждый такой прогон требует записи в ПЗУ нового варианта программы. Наличие ПЗУ, которое можно быстро репрограммировать при помощи стандартных адресных сигналов, значительно упрощает процедуру отладки и оптимизации программ. Поэтому в системы отладки МПС и в так называемые прототипные комплекты обязательно входят ЭППЗУ. После завершения всех этапов отладки ПО, при сборке промышленных образцов систем эти ПЗУ могут быть заменены более компактными и дешевыми стандартными ПЗУ, программируемыми масочным способом при изготовлении. В этих ПЗУ предусматривают идентичные с ЭППЗУ разводку выводов, уровни сигналов и питающих напряжений.

При другом подходе ЭППЗУ могут быть использованы на этапе опытного производства при выпуске мелких партий. Такой подход может оказаться экономически более выгодным, поскольку масочное программирование ПЗУ требует больших затрат времени и средств, которые окупаются лишь при крупносерийном производстве.

Перспективны ЭППЗУ и в областях, где требуется дистанционное репрограммирование МПС, установленной в недоступных или опасных для человека местах, например, в ядерных реакторах, в морских глубинах, в космосе. Сигналы репрограммирования могут быть при этом переданы стандартными радиотехническими средствами на огромные расстояния.

Именно ЭППЗУ позволяют физически воплотить такие качества информационных систем, как адаптивность, способность к обучению, переобучению и самообучению.

Большие возможности для создания гибких средств автоматики открываются благодаря применению ЭППЗУ в программируемых логических матрицах (ПЛМ). Ранее ПЛМ для реализации заданной логической функции программировались на стадии изготовления.

Все более широко будут применяться ПЗУ для хранения операционных систем. Без быстрого прогресса в разработке и применении различных видов постоянной памяти не могут быть созданы по-настоящему надежные, компактные и экономичные средства обработки информации и управления.

Разнообразие требований, предъявляемых к БИС ЭППЗУ, и все возрастающий интерес к этим приборам обусловили разработку элементов и схем, отличающихся большим разнообразием физических принципов, технологии изготовления и технических характеристик. Это ставит перед разработчиками МПАС определенные задачи при поиске оптимальных решений — они должны хорошо ориентироваться в этом разнообразии ЗУ.

Программирование ЭППЗУ включает в себя формирование адресов, записывающих импульсов и контроль записанной информации. Объектом программирования могут быть отдельная БИС, группа БИС, программируемых одновременно, блок памяти, состоящий из некоторого числа БИС.

В зависимости от необходимости и экономической целесообразности программирование ЭППЗУ может быть автоматизировано в самой различной степени и осуществляться на установках большей или меньшей сложности.

Программаторы ЭППЗУ классифицируют по:

степени универсальности по отношению к различным типам БИС ЭППЗУ;

производительности — числу одновременно программируемых БИС;

способу управления процессом программирования (ручные, полуавтоматические и автоматические программаторы);

функциональной законченности (различают программаторы автономные и работающие под управлением мини- или микроЭВМ, не входящей в состав программатора);

конструктивному выполнению (программатор может быть выполнен в виде отдельного прибора, программирующей платы, входящей в состав ЭВМ, либо программирующего узла на плате памяти).

Простейший программатор ручного типа содержит тумблеры для набора адреса и данных, формирователи адресного кода, сигналов управления и записи. Такой прибор очень прост в работе, может быть изготовлен в любой лаборатории, но его производительность чрезвычайно низка, поэтому он пригоден для обработки БИС малой информационной емкости, притом небольшими партиями. Процесс программирования при этом медленный, ненадежный, утомительный для оператора. В более сложных программаторах ручного типа возможна индикация адреса и данных в двоичном, десятичном либо шестнадцатеричном коде, а также контроль содержимого ЭППЗУ.

Программируемая логическая матрица (ПЛМ). Представляет собой матрицу вентилях, которую можно запрограммировать в виде различных комбинаций вентилях, реализующих логические функции ИЛИ и И. На их основе могут составляться сложные комбинационные логические схемы. ПЛМ отличаются от ПЗУ только структурой и выпускаются в виде устройств, программируемых маской, и устройств, программируемых пользователем.

На базе такой матрицы могут быть организованы конъюнктивная матрица, реализующая функции И, и дизъюнктивная матрица, реализующая функции ИЛИ.

Реализация более сложных функций возможна при объединении обеих матриц. При подключении к ПЛМ дешифратора полученная схема может выполнять функции ПЗУ.

Такое сочетание выгодно применять при построении устройств памяти небольшой емкости, в которых емкость ПЗУ используется

не полностью и поэтому расходы на ПЗУ не оправдываются. ПЛМ можно также применять как фиксированную схему управления, которая дает возможность значительно увеличить быстродействие всей системы. Это объясняется тем, что ПЛМ является комбинационной схемой с высоким быстродействием.

ПЛМ изготавливается в виде интегральной однокорпусной схемы.

ПЗУ, ППЗУ, ПЛМ могут быть эффективно использованы при создании МПС, реализующих табличные и таблично-алгоритмические методы обработки информации. Использование табличных процессоров представляется весьма перспективным при создании специализированных «функциональных расширителей» на серийной элементной базе — БИС ОЗУ, ПЗУ, ППЗУ и ПЛМ.

10.4. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ДОСТУПОМ (БУФЕРНЫЕ И СТЕКОВЫЕ ЗУ)

Термин «последовательный доступ» относится к ЗУ, в которых позиции слов становятся доступными для чтения или записи только в определенном порядке. В таких ЗУ каждое хранящееся слово не привязывается к конкретным запоминающим элементам (как это было в ЗУ с произвольным доступом), а скорее к своему положению относительно других хранящихся слов. Например, слова могут перемещаться по запоминающим элементам, но сохранять при этом свою взаимную упорядоченность. В таком случае достаточно обеспечить средства для чтения только некоторых ЗЭ. То или иное слово считывается в тот момент, когда в процессе перемещения по памяти оно окажется на запоминающих элементах, из которых может производиться чтение. Аналогично информация записывается в позицию слова, когда в процессе перемещения эта позиция окажется на элементах, снабженных средствами записи. В некоторых видах ЗУ с последовательным доступом перемещаются сами ЗЭ, а позиции механизмов чтения и записи остаются постоянными.

Рассмотрим ЗУ, в которых слова перемещаются относительно запоминающих элементов. По тому, как перемещаются слова, эти ЗУ делятся на два основных типа.

В ЗУ первого типа слова перемещаются всегда в одном направлении вдоль цепочки из групп элементов, причем каждая группа вмещает одно слово. Информация записывается на группу элементов в начале цепочки и считывается в ее конце. Таким образом, данные становятся доступными для считывания в том порядке, в каком проводилась запись. Такие ЗУ называются буферными (типа очереди).

В ЗУ второго типа слова могут перемещаться в любом направлении, а информация записывается и считывается на одной и той же группе элементов; таким образом, слова считываются в порядке, противоположном порядку записи. ЗУ такого типа называются стеками.

Наряду с однокристалльными МП широкое применение находят многокристалльные секционированные (или их еще называют разрядно-модульные) микропроцессоры (СМП). Для СМП характерны: модульность построения, магистральные связи между модулями и микропрограммное управление. СМП имеют разрядность 2, 4, 8, 16 и изготавливаются обычно на основе технологии биполярных транзисторов.

11.1. СЕКЦИОНИРОВАННЫЕ МП

Рассмотрим базовую структурную схему СМП, приведенную на рис. 11.1. СМП состоит из модуля операционного устройства (ОУ); модуля устройства управления (УУ), содержащего в свою очередь: модуль памяти (обычно это ПЗУ) микрокоманд (ПЗУ МК) и модуль (блок) управления памятью микрокоманд (БУП МК); на входы УУ подаются код операции (КОП) и признаки условий (ПР).

В зависимости от конкретной (разрабатываемой) МПАС предъявляются соответствующие требования к МПС (по разрядности, быстродействию, сложности обработки информации и т.д.). Поэтому для СМП имеется возможность реализации каждого модуля в различных вариантах: на одной БИС; на нескольких однотипных БИС; на нескольких разнотипных БИС.

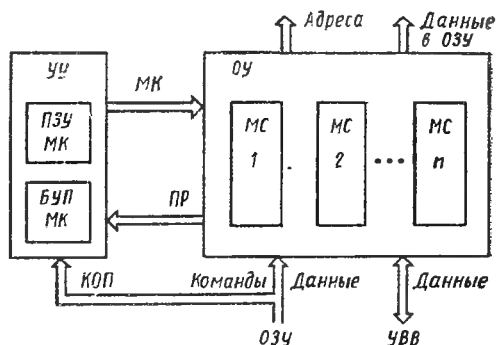


Рис. 11.1

Рассмотрим краткую характеристику основных модулей СМП. Модуль операционного устройства (ОУ) предназначен для осуществления обработки данных и адресов. В общем случае он включает несколько микропроцессорных секций (МС), каждая из которых представляет собой БИС, предназначенную для обработки нескольких разрядов данных или выполнения определенных управляющих операций. Секционность МП определяет возможность наращивания разрядности обрабатываемых данных или усложнения УУ микропроцессором при параллельном включении большого числа БИС.

Вне зависимости от разрядности ОУ в него входят блоки: арифметических и логических операций, памяти (сверхоперативной) на РОИ и местное устройство управления.

При реализации модулей ОУ могут использоваться различные варианты (рис. 11.2) БЛУ и РОН:

объединены в одной БИС, поэтому число РОН не наращивается; выполнены в виде отдельных БИС и могут наращиваться независимо друг от друга: АЛУ — по разрядности, РОН — по разрядности и числу регистров;

дополнены БИС арифметических и других расширителей (АР) функций, выполняющих аппаратно сдвиги, умножение, деление и т. п. с целью повышения эффективности обработки информации.

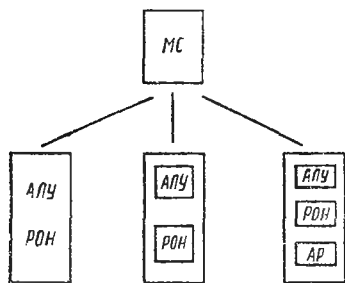


Рис. 11.2

Модуль (блок) управления памятью микрокоманд (БУП МК) предназначен для приема команды (кода операции) и формирования последовательности адресов для памяти микрокоманд (микропрограмм) в зависимости от признаков результата, поступающих из ОУ, а также внутренних и внешних прерываний.

Модуль памяти (ПЗУ) микрокоманд (ПЗУ МК) предназначен для хранения управляющей информации (для всех модулей МП). Реализуется модуль на базе БИС ПЗУ, в том числе электрически программируемых (емкостью 1, 4, 16 К бит). Для организации конвейерного принципа микропрограммного управления на выходе модуля ПЗУ МК необходимо использовать дополнительные регистры.

Модуль обмена информацией с устройствами ввода-вывода (УВВ) предназначен для приема и выдачи информации (при обмене с УВВ), а также для организации приоритетной обработки информации при работе МП с внешними устройствами (ВУ).

В качестве достоинств СМП по сравнению с однокристальными можно отметить следующие:

повышенное быстродействие, на практике в 5 ... 10 раз; оно достигается за счет увеличения числа БИС и уменьшения степени их интеграции, что позволяет выделить на транзистор большую мощность, а следовательно, получить большее быстродействие, а также увеличить число выводов, в результате чего возможно построение структур без совмещения функций шин, что также способствует увеличению быстродействия СМП;

большую универсальность; если однокристальный МП имеет фиксированный набор команд, то СМП позволяет определить в процессоре свой собственный набор команд и соответствующую архитектуру аппаратных средств с тем, чтобы получить особые возможности или чтобы выполнить задачу с максимальной эффективностью; такая универсальность позволяет достичь высокой степени оптимизации процессора под данное применение;

наращиваемость; осуществляется наращиванием или длины слова МП последовательным соединением требуемого числа микропроцессорных секций (МС), или объема ПЗУ МК одним из двух способов: горизонтальным или вертикальным;

возможность построения на базе СМП операционных устройств с распределенной обработкой информации путем введения дополнительных модулей, обеспечивающих аппаратное или микропрограммное выполнение операций типа умножения, деления, индексной арифметики, операций над числами с плавающей запятой и регистровых модулей для хранения информации.

В то же время увеличение числа ИС и мощности потребления СМП в ряде задач проявляется как недостаток. Трудоемкость операций микропрограммирования также сдерживает применение СМП, если речь идет о разработке единичных изделий или небольших серий.

Учитывая преимущества и недостатки СМП, можно отметить следующее:

СМП реализуются на базе нескольких ИС: определенное число микропроцессорных секций, блок микропрограммного управления, ПЗУ микрокоманд и ряд других вспомогательных схем большой, средней или малой степени интеграции;

проектирование МПС с необходимыми для автоматической системы функциональными характеристиками можно осуществить, изменяя состав этих компонентов, способы их соединения, емкость и содержимое ПЗУ микрокоманд, вводя программный уровень управления и используя другие способы;

потенциальные возможности секционированных МП и МПК могут быть реализованы в полной мере, если разработчик МПАС хорошо знаком со всеми особенностями их структурной и функциональной организации.

На рис. 11.3 приведена укрупненная структурная схема МПС на базе секционированного МП с микропрограммным управлением, оперативного запоминающего устройства ОЗУ и портов ввода-вывода ПВВ.

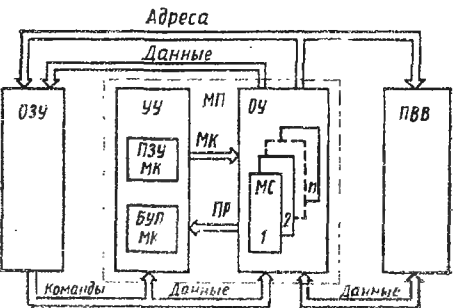


Рис. 11.3

11.2. МИКРОПРОГРАММНОЕ УПРАВЛЕНИЕ В МПАС

Микропрограммная организация управления в МПАС находит широкое применение. Запись алгоритмов в терминах микрокоманд — микропрограммирование используется при разработке ПО МПАС.

Выделяют два подхода к использованию микропрограммирования: 1) микропрограммная реализация некоторого списка команд, в терминах которых будут затем записываться алгоритмы прикладных задач, т. е. создание программного уровня МПС; 2) непосредственная микропрограммная реализация алгоритмов прикладных задач.

В первом случае требуется написание относительно небольшого числа микропрограмм небольшого объема — от нескольких микрокоманд до двух-трех десятков микрокоманд на микропрограмму. Общий объем микропрограмм реализации списка команд обычно составляет несколько сотен микрокоманд. Если список команд соответствует системе команд конкретной ЭВМ, то для разработки прикладных программ может быть использовано имеющееся ПО этой ЭВМ. В противном случае придется либо программировать в кодах команд программного уровня, либо создавать собственное ПО разработки. Объем работ собственно по микропрограммированию здесь относительно невелик.

Во втором случае, т. е. при непосредственном микропрограммировании прикладных задач, обеспечивается наиболее эффективное использование аппаратных средств, максимальное быстродействие МПАС при решении данных задач. Кроме того, что эти черты являются ценными сами по себе, в ряде случаев они позволяют использовать МТ там, где ранее применялись только быстродействующие специализированные схемы. Однако трудоемкость микропрограммирования прикладных задач значительно выше трудоемкости их программирования. Объем микропрограмм зависит от конкретных прикладных задач и может быть достаточно большим, а сложность написания и отладки микропрограмм быстро возрастает с ростом их объема.

Разные задачи, стоящие перед микропрограммированием, определяют в значительной степени различный подход к организации процесса микропрограммирования.

Микропрограммирование может вестись либо непосредственно в двоичных кодах микрокоманд, либо с использованием языка символической записи микрокоманд — языка микроассемблера, либо на языке высокого уровня (ЯВУ).

Микропрограммирование в кодах микрокоманд позволяет составлять и отлаживать лишь небольшие микропрограммы. Трудоемкость такого процесса высока, микропрограммы в двоичных кодах трудно читаемы и неудобны в отладке.

Более предпочтительно использовать для микропрограммирования символическую запись микрокоманд — язык микроассемблера. Различные поля микрокоманд задаются в этом случае их символическими обозначениями, которые в совокупности составляют символическую запись микрокоманды. Микропрограмма в символической записи легче составляется, лучше читаема, проще для понимания и отладки. Это сказывается в большей производительности микропро-

граммирования и улучшения качества микропрограмм. С точки зрения создания эффективных микропрограмм работа на языке микроассемблера предоставляет такие же возможности, что и микропрограммирование в двоичных кодах. Однако разработчик при этом должен располагать микроассемблером — программой, производящей перевод символических обозначений микрокоманд в их двоичные коды. Такой микроассемблер может представлять собой достаточно сложную программу.

Микропрограммируемые устройства и системы часто строятся на базе МПК (например, серия К589), БИС которых ориентированы на создание устройств с микропрограммным управлением. Построенные на базе таких МПК устройства могут иметь различный формат микрокоманд, значительно отличающийся в разных системах. Тем не менее значительную часть этих микрокоманд составляют поля, управляющие работой БИС МПК, задающие обычно основные действия как по обработке информации в МПАС, так и по формированию адреса следующей микрокоманды. Для некоторых МПК разработаны кроссовые системы микропрограммирования систем, строящихся на базе конкретного МПК. В таких системах микропрограммирования имеется возможность задать структуру микрокоманды — состав, расположение, обозначение и кодирование полей микрокоманды, причем поля, управляющие работой БИС МПК, имеют стандартные, заданные в описании обозначения. Кроме задания символических обозначений полей микрокоманд подобные системы предоставляют обычно возможность задавать символические имена адресуемым в микрокоманде элементам памяти — регистрам, ячейкам основной и управляющей памяти.

Наличие символических имен ячеек управляющей памяти позволяет, в частности, задавать переходы в микропрограммах в более удобном символическом виде. Однако это не всегда означает возможность символьной адресации в том плане, в котором это реализуется в обычных ассемблерах, где обеспечивается автоматическое размещение команд программы и привязка символических имен к физическим адресам. В ряде систем микропрограммирования привязка символических наименований к физическим адресам управляющей памяти, хранящей микропрограммы, возлагается на программиста.

Глава 12. ОРГАНИЗАЦИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МИКРОПРОЦЕССОРА (МП) С ВНЕШНЕЙ СРЕДОЙ

Далее будет рассмотрено функционирование МП в системах, где он находит практическое применение, т. е. в МЭВМ, МПС или МПАС. Так как МЭВМ — это МПС, завершенная в конструктивном отношении, со своим источником питания, панелью управления и т. д., то целесообразно использовать более общее понятие — МПС.

МПС — это система шинной организацией, состоящая из модулей или блоков, реализованных в виде БИС (МП, ОЗУ, ПЗУ и т. д.). Обобщенные структурные схемы МПАС и МПС представлены на рис. 8.2 и 12.1 соответственно. Объединение этих модулей составляет существо задачи проектирования МПС и одну из главных составных частей задачи проектирования МПАС.

Работа МПС (в особенности в рамках МПАС) сопровождается интенсивным обменом информацией между МП, ЗУ и различными устройствами и датчиками объектов управления [18, 21].

В процессе управления МП принимает команды из ЗУ, расшифровывает их, при исполнении команд, включающих чтение и запись,

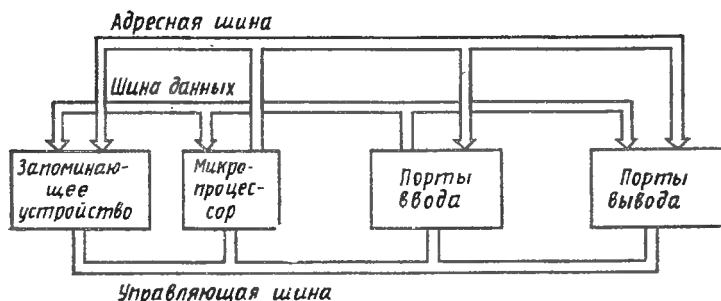


Рис. 12.1

обращается к ЗУ, а при исполнении команд ввода-вывода — к датчикам и другим устройствам. Эффективность управления в значительной степени определяется организацией обмена и структурой связей между МП, памятью и внешними устройствами.

В целом, МПС выполняет следующие функции: обработка информации; управление потоком команд; интерпретация команд; управление работой шин; хранение информации; осуществление взаимодействия между МПС и внешней средой (внешними по отношению к МПС устройствами). МП как основной обрабатывающий модуль выполняет первые четыре функции. Хранение информации осуществляется запоминающими устройствами (ОЗУ, ПЗУ).

Более подробно рассмотрим функцию МПС по осуществлению взаимодействия.

При объединении МП, модулей памяти, портов ввода-вывода и других устройств в рамках МПС возникает задача сопряжения этих компонентов; естественно, что при этом должны учитываться характер и временные параметры сигналов на стыках между элементами (сопрягаемых компонентов).

Чтобы сигналы были совместимыми, нужно правильно выбрать компоненты и спроектировать специальные вспомогательные схемы. а для обеспечения совместного функционирования — разработать логику их взаимодействия.

При комплексном рассмотрении совокупности задач сопряжения компонентов МПС и осуществления взаимодействия между устройствами используют понятие интерфейса.

12.1. ИНТЕРФЕЙС

Интерфейс — это комплекс средств унифицированного сопряжения компонентов МПС, включающий аппаратные и алгоритмические средства; в состав аппаратных средств входят: система унифицированных шин, унифицированных сигналов и электронных схем; алгоритмическая часть — это алгоритм (или, как его часто называют, протокол) обмена, т. е. совокупность правил взаимодействия этих компонент в процессе обмена информацией.

С точки зрения общей задачи, решаемой интерфейсом, можно рассматривать внутренний и внешний (относительно МПС) интерфейсы.

Внутренний интерфейс — это организация сопряжения таких компонентов, как модули памяти и порты ввода-вывода с шинами МП. Здесь главное — синхронизация и управление шинами, а также выборка компонентов, обеспечивающая своевременную передачу данных между МП и другими устройствами.

Внешний интерфейс организует сопряжение частей МПС с внешними компонентами, такими, как периферийные устройства, каналы передачи данных, контроллеры и т. п.; он не выходит непосредственно на шины МПС, и поэтому существенно меньше структуризован. К нему относятся преобразования внешних сигналов, которые могут иметь любую природу (в том числе и аналоговую), в сигналы, совместимые с сигналами на шинах, и обратное преобразование.

Основными функциями интерфейса являются: дешифрация адреса устройств; дешифрация кода команды, связанной с обращением к памяти или внешнему устройству (ВУ); синхронизация обмена информацией; согласование форматов слов; электрическое согласование сигналов и некоторые другие функции.

Физически интерфейс какого-либо ВУ представляет собой совокупность шин и электронных схем для формирования сигналов, проходящих по этим шинам; реализация осуществляется, особенно в последнее время, на БИС с программно-управляемыми функциями.

Сигналы на шинах интерфейса электрически доступны всем ВУ, однако логика работы строится таким образом, что в каждый момент времени только одно из ВУ может быть логически связано с интерфейсом и реагировать на его сигналы. Если два или более ВУ требуют обслуживания, то из них выбирается одно в соответствии с установленным между ними приоритетом.

От характеристик интерфейса во многом зависит быстродействие (системное) и надежность системы.

В МПАС можно выделить несколько типов (по функциональному назначению) интерфейсов (см. рис. 8.2): интерфейс МП, обеспечива-

ющий ввод-вывод данных, адресов, сигналов управления; интерфейс памяти; интерфейс ввода-вывода; интерфейс связи с объектом управления.

Из всего сказанного выше следует:

— интерфейсные схемы являются обязательными компонентами МПАС;

— связь элементов структуры МП между собой, а также связь их с ОЗУ, ПЗУ и внешними устройствами осуществляется через интерфейс одного из указанных выше типов.

В случае МПС аппаратные средства интерфейса это БИС с программно-управляемыми функциями, такие, как многорежимный буферный регистр или устройство обмена информацией.

Интерфейс МПС имеет магистральную организацию. Магистраль — универсальная шина для обмена информацией между различными элементами структуры МП, МПС, ВУ. Магистральность — один из основных принципов построения структуры МПС, обеспечивающий эффективный обмен информацией в условиях ограничений, накладываемых интегральной технологией (малое число выходных контактов БИС).

Обмен информацией в МП, МПС и МПАС (см. рис. 8.2) организован таким образом, что имеются всего три многоуровневые шины, которые позволяют осуществить все необходимые связи внутри МП, а также ввод-вывод данных, адресов и управляющих сигналов за его пределы и за пределы МПС. Эти шины заменяют все многообразие необходимых связей, так как в каждый момент времени связывают только те элементы структуры, которым в этот момент необходим обмен информацией.

Пространственное распределение межсоединений в этом случае заменяется временным распределением связей различных источников и приемников информации по одним и тем же (в данном случае по трем) линиям связи. Аналогично организована, например, телефонная связь, когда большое количество абонентов может связываться по одной и той же линии, но не одновременно.

Сигналы, запрашивающие разрешение на обмен между теми или иными элементами структуры МП или МПС, вырабатываются по окончании заполнения информацией соответствующих выходных и очищении входных регистров и делятся все время, пока шина занята другими связями, начавшимися раньше или имеющими приоритет перед данной. Это обстоятельство отрицательно сказывается на системном быстродействии, но с ним приходится мириться, так как магистральная организация — мощное средство рационального использования полезной площади кристалла за счет освобождения части поверхности, которую при пространственном разделении связей занимали бы соединительные проводники и контактные площадки под гораздо большее количество внешних выводов.

Подключение требуемых элементов структуры к магистральной шине осуществляется с помощью схем с тремя устойчивыми состоя-

ниями. Два состояния — это обычные логические 0 и 1, а третье — состояние высокого выходного сопротивления — означает, по существу, обрыв, в результате которого схема отключается от шины. Сигнал управления третьим состоянием и является сигналом разрешения приема и передачи информации по магистральной шине.

12.2. ПОРТЫ ВВОДА-ВЫВОДА

Порты ввода-вывода (ПВВ)—это блоки (модули), задачей которых является осуществление взаимодействия между МПС и внешней средой (внешними коммуникациями).

Более четкое представление о функциональном назначении портов ввода-вывода дает схема, представленная на рис. 12.2, из рассмотрения которой видно, что, с одной стороны, ПВВ—это места (точки) непосредственного контакта МПС с ВУ, с другой стороны — это средство подключения внешних устройств к МПС, т. е. это элемент интерфейса.

Порт ввода $P_{вв}$ — это любой источник данных, например (но не обязательно) адресуемый регистр, подключенный к шинам МПС. Он выдает слово в МП, когда к нему осуществляется обращение.

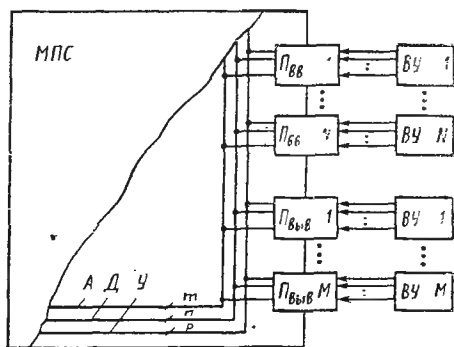


Рис. 12.2

Порт вывода ($P_{выв}$) — это любой приемник данных, например адресуемый регистр, подключенный к шинам МПС. Он получает слово от МП, когда последний обращается к нему.

Таким образом, ПВВ — это адресуемые одно- или двунаправленные буферные регистры, предназначенные для построения программируемого интерфейса. ПВВ имеют свои адреса, поэтому к МПС может быть подключено несколько ВУ.

Каждый порт является составной частью интерфейса между МП и каким-либо ВУ, например контроллером технологических процессов, датчиком, ЦАП, АЦП, терминалом, внешней памятью и т. д.

В большинстве МП для адресации портов (т. е. для выборки нужного порта) используется адресная шина или ее часть. Очень часто адреса $P_{вв}$ отличаются от адресов $P_{выв}$ и от адресов памяти не значениями, а сигналами на соответствующих управляющих линиях.

Типичная схема включения $P_{вв}$ и $P_{выв}$ (для рассматриваемого МП) приведена на рис. 12.3. Двум портам присвоен 8-битовый код (адрес устройства), по которому МП может отличать их от других портов. В данном случае можно считать, что они имеют одинаковый

код, это вполне допустимо, так как между собой они будут отличаться сигналами в управляющих линиях «ввод» и «вывод».

Данные, поступающие с внешних устройств ВУ, передаются на шину данных n -разрядного параллельного (или последовательно-го) кода через порт ввода. Дешифратор адреса определяет конкретный $\Pi_{\text{ВВ}}$, который передает данные на шину данных в некоторый момент времени.

Порты ввода и дешифратор адреса составляют модуль ввода. Результаты операций (данные) могут быть выведены по команде че-

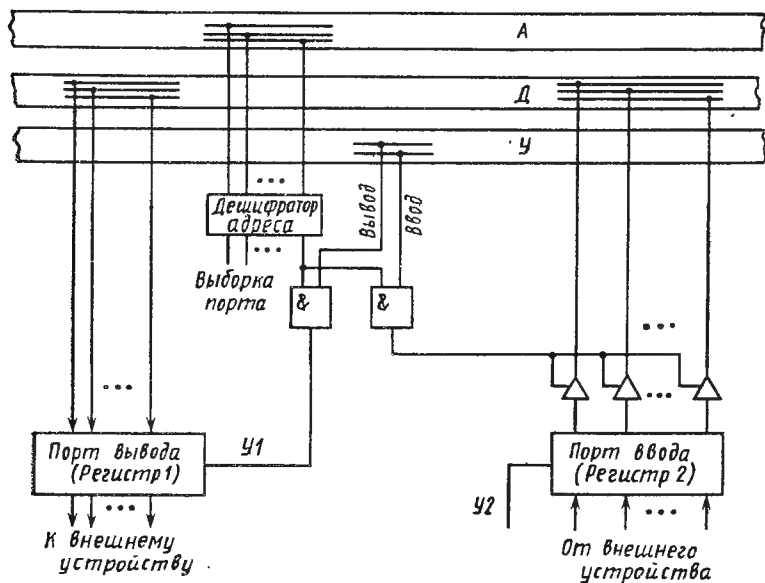


Рис. 12.3

рез один из $\Pi_{\text{ВВ}}$ на внешние устройства, подсоединенные к этому порту. Требуемый $\Pi_{\text{ВВ}}$ выбирается через дешифратор адреса и оба они составляют модуль вывода.

Таким образом, ПВВ являются одними из основных элементов, которые обеспечивают сопряжение различного рода внешних устройств с МПС.

Сложность задач, возлагаемых на интерфейс, а также недостаточная мощность буферных схем, входящих в состав БИС МП, привели к распределению средств интерфейса между различными устройствами: устройством управления памятью и вводом-выводом, входящим в состав МП; непосредственно интерфейсным устройством, являющимся промежуточным звеном между МП, с одной стороны, и памятью и внешними устройствами (ВУ), с другой; специализированными устройствами управления (контроллерами), предназна-

ченными для реализации алгоритмов управления, специфических для различных ВУ.

Организация обмена в простейших случаях возможна на основе средств, содержащихся только в МП. Недостающие функции в таких случаях реализуются программно. Более сложные запоминающие и внешние устройства (ЗУ и ВУ) соединяются с МП обязательно через дополнительные интерфейсные устройства, выполненные на основе СИС и МИС или (в некоторых МПК) в виде специальных БИС. Разработка БИС обуславливается значительной сложностью функций интерфейсных устройств: при отсутствии БИС в некоторых случаях может потребоваться до нескольких сотен корпусов СИС и МИС.

Наконец, существуют ЗУ и ВУ со специфическими алгоритмами управления, реализация которых возможна лишь специальными контроллерами.

Каждое ВУ характеризуется своим особым набором действий, совершаемых при вводе-выводе, поэтому средства интерфейса в каждом случае также должны быть различными. Это означает, что схемная реализация (или программа), в соответствии с которой происходит обмен данными, строится специальным образом для каждого типа ВУ.

Реализация процедур обмена данными требует синхронизации работы МП и ВУ, т. е. скорости их работы должны согласовываться — при запаздывании во время выполнения операций «медленным» устройством более «быстрое» переходит в состояние ожидания.

12.3. ОБМЕН ИНФОРМАЦИЕЙ МЕЖДУ МИКРОПРОЦЕССОРОМ И ВНЕШНЕЙ СРЕДОЙ

Различают три типа обмена между МПС и ВУ:

1) программно-управляемая передача данных, когда момент времени, в который должен начаться обмен данными, определяется ходом выполнения рабочей программы (команды «ввод», «вывод»);

2) использование прерываний, когда начало обмена данными определяется работой ВУ, которое формирует запрос на прерывание. При появлении запроса прерывания МПС временно прекращает выполнение текущей программы и вводит в действие ПП, специально предназначенную для управления обменом данными;

3) прямой доступ к памяти (ПДП). Этот режим используется при необходимости передать информацию из внешней памяти (от ВУ) в основную. В этом случае МП отключает себя от шин, вследствие чего внешняя память получает возможность прямого доступа к основной памяти.

Программно-управляемая передача данных — это обмен данными между МП и ВУ, когда используется одна или несколько специальных команд, инициирующих этот обмен. ВУ (1, 2, ...) подсоединяются к адресной шине через интерфейсные блоки, предназначенные

для идентификации адреса «своего» ВУ и согласования его с шинами МП.

МП адресуется к ВУ либо как к обычным ЯП, либо с помощью специальных сигналов, указывающих, что выполняется именно программно-управляемая передача данных. Такой способ обмена является простым и достаточно быстродействующим, так как управление производится МП без учета готовности ВУ.

Однако следует отметить, что в процессе обмена данными действия МП сводятся лишь к операциям ввода-вывода, в промежутке между которыми он ожидает сигналы от внешних устройств, не выполняя никаких полезных действий. Это существенно ограничивает функций МП и заметно снижает эффективность работы МПАС. Кроме того, такой обмен не может быть инициирован по запросу ВУ.

Передача данных с прерыванием программы — это способность МП прерывать рабочую программу (РП) в ответ на внешнее событие и выполнять другую программу, специально предназначенную для обработки этого события, — программу обработки прерывания (ПРОП). Такие ситуации являются обычными для МПАС, работающих в реальном времени, с реальными объектами и процессами, каналами связи, ВУ с различным быстродействием и т. д.

Использование прерывания по готовности порта позволяет включить периодический опрос его состояния. При этом МП освобождается для выполнения других функций и, в частности, он может заниматься другим портом.

Прерывание РП напоминает переход к подпрограмме с той разницей, что оно инициируется не командой в программе, а внешним устройством, посылающим сигнал по управляющей линии в МП. Этот сигнал называется запросом на прерывание, он вырабатывается непосредственно внешним устройством, если оно подготовлено к вводу информации или в ответ на сигнал опроса, посылаемый из МПАС, если в ходе функционирования МПАС необходим ввод или вывод информации.

Так же как и подпрограмма, ПРОП размещается в памяти (часто в ПЗУ), начиная с ячейки памяти ЯП, в которую должно передаваться управление. Обычно имеется несколько ПРОП, их количество определяет разнообразие устройств и способов обмена информацией с ними.

Обнаружив запрос на прерывание, МП откладывает выполнение РП и начинает выполнять ПРОП, которая обычно заканчивается командой возврата, передающей управление на продолжение выполнения прерванной РП. Часто МП обладает возможностью блокировать (запрещать) прерывания на какие-то отрезки времени (например, программным способом), когда их обработка по тем или иным причинам нецелесообразна. При заблокированных прерываниях поступающие запросы на прерывания игнорируются.

При использовании нескольких внешних устройств возникает задача идентификации устройства, приславшего запрос, чтобы выполнить действия по обслуживанию именно этого устройства. Существует два основных способа решения этой задачи:

1. Прерывание с программным опросом; имеется основная ПРОП, которая при поступлении запроса опрашивает состояние каждого ВУ и находит то, которое требует обслуживания; далее осуществляется переход на соответствующую ПРОП, которая и выполняет обмен данными.

Этот способ отличается простотой и характеризуется минимальным числом сигналов для идентификации источника прерывания. Как правило, все запросы на прерывание поступают по общей шине (линии) и устанавливают в определенное состояние специальный триггер. Единичное состояние этого триггера запрещает другие прерывания и приводит к выполнению одного или нескольких шагов, в течение которых содержимое ПС, а в некоторых МП и других регистров, засылается для сохранения в определенные ЯП; ПС после этого устанавливается в состояние, соответствующее адресу первой команды ПРОП.

2. Прерывание по вектору (аппаратное): информацию, которая идентифицирует ВУ, приславшее запрос, формирует аппаратура. В данном случае речь идет о прерывании, выбранном из некоторого множества возможных с указанием обслуживаемого устройства. Понятие вектора или вектора прерывания здесь равнозначно указателю или адресу, используя который МП может вызвать соответствующую ПРОП.

В общей схеме реализации прерывания по вектору в ответ на запрос о прерывании сигнал подтверждения прерывания отпирает буферы с тремя состояниями, выдавая адрес прерывания, или вектор идентификации, на шину данных. В результате идентифицируется выдавшее запрос ВУ и управление передается соответствующей ПРОП. Далее иницируется линия выборки ВУ и подается сигнал, с помощью которого данные помещаются на шину данных. Содержимое этой шины загружается в аккумулятор, чем и заканчивается передача.

В общем случае в ходе выполнения некоторой ПРОП может возникнуть необходимость прервать и ее для обмена информацией с другим ВУ, имеющим старший приоритет, после чего вернуться к предыдущему прерыванию, а затем к РП. Количество приоритетов или уровней, а также наличие векторных прерываний характеризует «коммуникабельность» МП.

Обслуживание прерываний может осуществляться с помощью стека.

В целом, организация системы прерываний требует решения следующих задач: идентификации ВУ, от которого поступил запрос на прерывание; сохранения состояния некоторых регистров МП, так как оно может использоваться после возобновления выполнения РП;

восстановления состояния этих регистров после окончания обслуживания прерывания; анализа ситуаций, когда на МП поступает несколько сигналов прерывания от различных ВУ.

При прерывании программы реализуется следующая последовательность шагов:

ВУ запрашивает прерывание;

процессор выдает сигнал подтверждения готовности к прерыванию по завершении выполнения текущей команды;

содержимое ПС запоминается и осуществляется переход по адресу ПРОП;

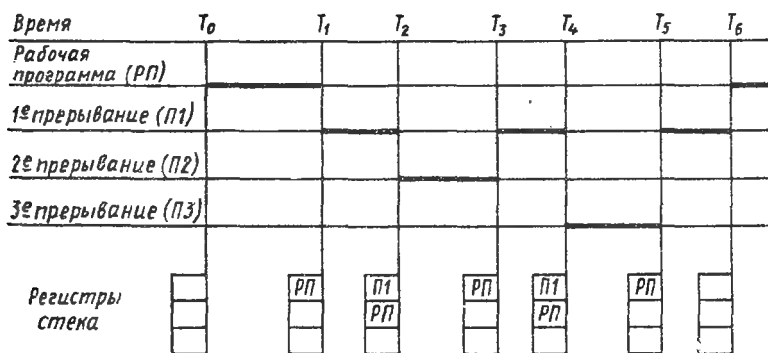


Рис. 12.4

содержимое внутренних РГ (рабочих РГ и РГ состояния) запоминается и выполняется передача данных;

осуществляется возврат к продолжению выполнения программы.

Рассмотрим в качестве примера (рис. 12.4) выполнение трех прерываний с различными приоритетами (с использованием стека) [21].

В интервале $T_0 - T_1$ выполняется основная или рабочая программа (РП) и к моменту T_1 , соответствующему сигналу прерывания с некоторым приоритетом, верхний регистр стека оказывается заполненным командой, к которой программа должна была бы перейти, если бы не произошло прерывание в этот момент. Первое прерывание обслуживается до прихода сигнала на второе прерывание, имеющее старший приоритет, при этом к моменту T_2 верхний регистр стека заполняется командой программы обработки первого прерывания (П1), к которому надо будет перейти, чтобы продолжить эту программу. По окончании ПРОП (второго) в момент T_3 эта команда выбирается из стека и продолжает ПРОП (первого) до прихода в момент T_4 следующего прерывания, также имеющего старший приоритет. По окончании обслуживания этого прерывания в момент T_5 опять продолжается исполнение первого, после чего в момент T_6 происходит переход к выполнению РП, начиная с команды, записанной в стек первой. Стек при этом полностью очищается.

Таким образом, наиболее длительное первое прерывание, имеющее младший приоритет, выполнялось «по кусочкам» в интервалах $T_1 - T_2$, $T_3 - T_4$, $T_5 - T_6$.

Прямой доступ к памяти (ПДП) — необходим в ходе выполнения МПС рабочей программы для обмена информацией между ВУ и ОЗУ. Такой обмен может осуществляться при посредничестве МП, который, прервав выполнение РП, в течение одного цикла принимает информацию от ВУ (ОЗУ), а в течение следующего цикла передает информацию в ОЗУ (ВУ).

Внутренние РГ команд, адресов и данных МП в этом случае выполняют роль промежуточного звена, на обмен, с которым затрачивается время, равное, по крайней мере, двум циклам на каждое передаваемое слово. При передаче больших объемов информации это

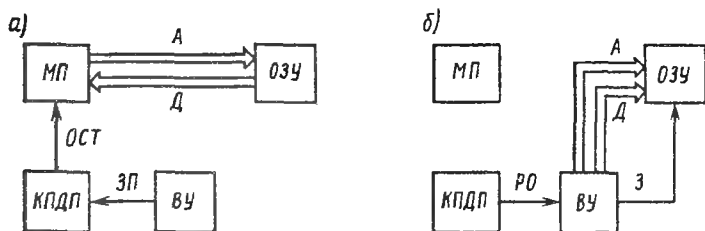


Рис. 12.5

время существенно задерживает выполнение основной программы. Возможность исключить участие МП из процесса обмена между ВУ и ОЗУ позволяет сократить время обмена.

Такая возможность обеспечивается специальным устройством — контроллером прямого доступа к памяти (КПДП), который может быть реализован как в том же кристалле, что и МП, так и вне МП с помощью добавочных ИС, ряда специальных команд и небольшого количества дополнительных ячеек ОЗУ. Принцип ПДП поясняется на рис. 12.5 [21].

Сигнал запроса прерывания (ЗП) ВУ, готовым к выводу информации, посылается в КПДП, который по этому сигналу выбирает соответствующую ПРОП, и, остановив работу МП (сигнал «ост.») (рис. 12.5, а), подключает информационную (Д) и адресную (А) магистрали ко входу ОЗУ и выходу ВУ, разрешая ВУ обмен с ОЗУ (сигнал РО) (рис. 12.5, б). За каждый цикл ОЗУ адресуется информационное слово с разрядностью, равной разрядности магистрали данных МП. Режим записи, соответствующий переносу данных из ВУ и ОЗУ, определяется сигналом записи (З). КПДП может обслуживать обмен информацией с ОЗУ нескольких ВУ, сигналам ЗП которых присвоен различный по старшинству приоритет. Основные функции КПДП: определение приоритета сигнала ЗП; прерывание РП, выполняемой МП; прерывание программы обслуживания обмена информацией ВУ с младшим приоритетом; выработка сигнала РО и адресация ВУ; определение режима записи-считывания; восстановление хода выполнения РП по окончании обмена.

Преимущества ПДП особенно существенны при использовании быстродействующих ВУ и выполнении программ, связанных с обработкой больших объемов информации по относительно коротким алгоритмам, когда время, затрачиваемое на обмен между ВУ и ОЗУ, велико по сравнению со временем обработки данных микропроцессором. В то же время в ряде случаев необходимости в ПДП практически нет, однако стремление разработчиков удовлетворить требованию универсальности использования привело к реализации ПДП у большинства МП второго и третьего поколений.

Рассмотрим операции ввода-вывода, считая, что интерфейс между МПС и внешними устройствами реализует совокупность пор-

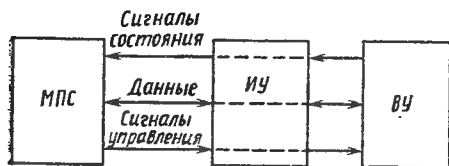


Рис. 12.6

тов ввода-вывода и необходимых дополнительных схем и устройств. Процесс передачи данных включает обмен сигналами состояния и управления, а затем собственно пересылку данных (рис. 12.6). Интерфейсное устройство (ИУ) должно регулировать временные различия

между МПС и ВУ, формировать соответствующим образом формат данных, управлять сигналами состояния и управления и обеспечивать требуемый уровень сигналов. Нерегулярные передачи могут управляться сигналами прерывания, на которые сразу реагирует МП и осуществляется приостановка его нормальной работы.

Сама передача данных между МПС и ВУ происходит быстро, но обеспечение правильной передачи занимает намного больше времени. Типичная операция ввода происходит следующим образом: ВУ сигнализирует (формирует сигналы состояния) МП о том, что имеются новые данные. ИУ должно соответствующим образом сформировать сигнал и держать его до тех пор, пока МП его не примет; МПС посылает сигналы управления внешним устройствам (например, «ввод» или «вывод» для данного ВУ); ВУ посылает данные в МП; ИУ должно хранить их до тех пор, пока МП не будет готов их считать; МП считывает данные; ИУ должно иметь блок дешифрирования, который выбирает определенный порт. Считывание данных должно снять сигнал, свидетельствующий о том, что данные имеются; результатом этого может быть также подтверждение, посланное внешнему устройству о том, что оно может посылать новые данные.

Операции вывода во многом похожи на операции ввода. ВУ оповещает МП, что оно готово принять данные. После этого МП направляет данные вместе с сигналом, который указывает внешнему устройству, что данные имеются. ИУ формирует соответствующим образом данные и сигналы управления и сохраняет данные в течение времени, необходимого для их использования ВУ.

ИУ должно выполнять много задач. Оно должно придать сигналам подходящий формат как для управляющего, так и для ВУ. Микропроцессору требуются сигналы с определенными уровнями. ВУ могут использовать много различных типов сигналов, включая непрерывные (аналоговые).

Для сигналов, идущих на большие расстояния или работающих на большие нагрузки, требуются усилители.

ИУ может также выполнять некоторые функции, которые выполняет МП. Эти функции включают в себя преобразование данных из последовательного кода в параллельный, включение или исключение специальных символов, отличающих начало или конец передачи данных, а также преобразование кодов обнаружения ошибок, таких, как проверка на четность.

ИУ может выполнять эти задачи аппаратными средствами быстрее, чем МП может выполнить их программно. ИУ может быть программируемым и даже содержать процессор для реализации его некоторых задач.

Рассмотрим взаимодействие МП и ИУ. Адресная шина передает адрес порта ввода и вывода, который нужен для использования МП. Сигнал ввода-вывода определяет направление передачи. По шине данных осуществляется передача информации между устройствами. Шина управления передает сигналы, указывающие, что данные готовы и передача завершена. Что касается шин между МП и ЗУ, то некоторые из них могут быть одними и тем же, но распределенными во времени для выполнения различных операций.

Более того, шины могут соединять МП как с памятью, так и с ИУ. Одна линия управления может определять назначение блоков. Некоторые МЭВМ полностью совмещают по адресному полю память и ИУ, они обращаются к ИУ (к портам ввода-вывода) так же, как и к ячейкам памяти.

Современные МЭВМ имеют прямую связь между памятью и ИУ, что позволяет осуществлять передачу данных к ВУ и обратно без участия МП.

Наиболее эффективным в практических задачах является *программируемый интерфейс*, функции которого могут быть изменены при помощи команд, выполняемых МП. Используя такой интерфейс, можно производить двусторонний обмен данными между ВУ и МП, управлять передачей последовательно организованных данных, выполнять ПДП-передачи, осуществлять некоторые действия по обработке прерывания и т. д.; при этом требуется незначительное внешнее оборудование, либо его не требуется совсем.

Важным программируемым элементом интерфейса является универсальный асинхронный передатчик (УАП), осуществляющий преобразование асинхронно передаваемых данных из последовательного формата в параллельный и наоборот.

БИС программируемого интерфейса позволяет организовать последовательный и несколько параллельных каналов ввода-вывода.

МПАС должна работать с различными, в том числе с непрерывными, физическими параметрами, которые представляются значениями электрических величин, формируемых соответствующими датчиками. МП по своей природе устройство цифровое, поэтому необходимы средства преобразования цифровых величин в аналоговые (непрерывные) и обратно.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) преобразуют входные данные в аналоговой форме (обычно в виде значений тока или напряжения) в цифровую форму. Процесс преобразования включает в общем случае дискретизацию по времени, квантование по уровню и кодирование непрерывной входной величины. Необходимое быстрое действие АЦП определяется в основном скоростью изменения входной величины.

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) реализуют обратный процесс преобразования цифровых данных в аналоговые сигналы; их построение основано на генерации в соответствующих цепях напряжений или токов, пропорциональных весам разрядов. Эти устройства обычно состоят из схемы со взвешенными величинами сопротивлений резисторов или резисторно-цепной (лестничной) схемы.

АЦП и ЦАП изготавливают в различных модификациях. В одних входные сигналы могут быть только положительными, в других — как положительные, так и отрицательные. В ряде устройств могут быть использованы обычный двоичный, дополнительный двоичный и двоично-десятичный коды. В других — обратный код, рефлексные коды и коды с обнаружением ошибок, такие, как код Грея и код Хемминга.

ЦАП является одним из элементов АЦП, поэтому целесообразно сначала рассмотреть способы и устройства цифроаналогового преобразования.

Цифровое двоичное представление величины N , например положительной, — это n -разрядное машинное слово: $a_{n-1}, a_{n-2} \dots a_1 a_0$. Значение N определяется следующим полиномом (с учетом позиционного характера двоичной системы): $N = a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2} \times 2^{n-2} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0 = \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i$, т. е. необходимо переменно-

жить отдельные разряды слова с соответствующими коэффициентами, являющимися степенями двойки, и осуществить суммирование. Такие операции легко реализуются схемами из резисторов или на базе операционных усилителей.

Преобразование чисел, которые могут принимать как положительные, так и отрицательные значения и представлены в дополнительном коде, можно получить, несколько видоизменив схему для

положительных чисел. Необходимо сформировать вес старшего (знакового) разряда с отрицательным знаком, тогда

$$N = a_{n-1}(-2^{n-1}) + a_{n-2}2^{n-2} + \dots + a_1 2 + a_0.$$

На рис. 12.7 иллюстрируется способ построения ЦАП на резисторах. К схеме подключаются источники тока I , управляемые разрядами входного кода. Число источников определяет разрядность входного двоичного кода. Каждый источник формирует напряжение, численно равное значению соответствующего разряда, т. е. либо 1, либо 0. Выходное напряжение (аналоговое) пропорционально сумме значений напряжений на источниках, взвешенных по степеням

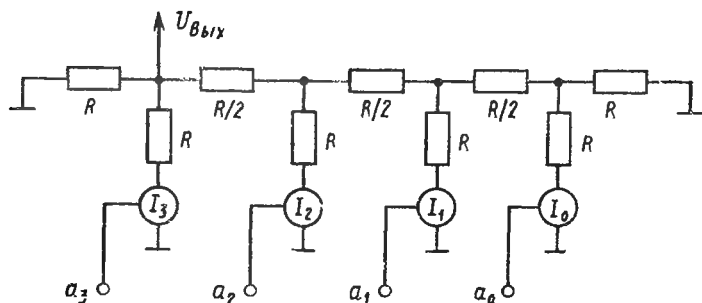


Рис. 12.7

числа 2. Схема проста и может обеспечить хорошую точность преобразования, так как используются только два номинала сопротивлений резисторов.

На рис. 12.8 приведена схема построения ЦАП на базе операционного усилителя. На входы схемы подаются напряжения U_0 , U_1 и т. д., соответствующие разрядам кода. На выходе операционного усилителя напряжение (аналоговое) пропорционально значению числа N . Схема более сложна в реализации, так как используется большое число номиналов резисторов, причем они существенно отличаются друг от друга по величине (диапазон изменения от $R/(1/2)^{n-1}$ до R).

В целом, процесс АЦП заключается в следующем. Для АЦП с n -разрядным двоичным выходом входной сигнал квантуется на 2^n уровней так, что действительное значение аналогового сигнала, соответствующее некоторой входной кодовой комбинации, находится между двумя логическими уровнями. Всего имеется $2^n - 1$ ненулевых логических уровней аналогового сигнала, а шаг квантования Δ определяется путем деления значения диапазона изменений аналоговой переменной на 2^n . Δ равен величине наименьшего значащего разряда АЦП, а максимальная погрешность преобразования равна $\pm \Delta/2$.

По принципам построения и способам реализации можно выделить несколько типов АЦП.

АЦП с поразрядным уравниванием (использует ЦАП) — наиболее распространен, так как обеспечивает высокое разрешение при большой скорости преобразования. В его основе лежит сравнение выходного сигнала внутреннего ЦАП с аналоговым входным сигналом; результатом каждого сравнения является установление очередного разряда на выходе АЦП. Таким образом, выдача n -разрядного двоичного слова занимает n фиксированных тактов, т. е.

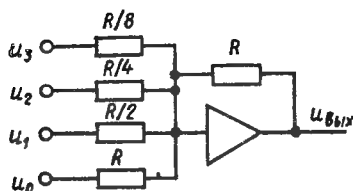


Рис. 12.8

АЦП такого типа имеет постоянное время преобразования. Точность преобразования зависит от стабильности опорного напряжения ЦАП, резисторной схемы и компаратора. Такие АЦП применяются обычно в системах обработки данных, мультиплексно сопряженных с МПС, т. е. когда особо важны скорость преобразования и высокое быстродействие.

Интегрирующий АЦП — используется косвенный метод преобразования, при котором напряжение сначала преобразуется в длительность импульса, а затем эта длительность измеряется при помощи счетчика. Одно-, двух- и трехступенчатые интегрирующие преобразователи — все это варианты АЦП, в основе работы которых лежит указанный принцип.

Наиболее распространен двухступенчатый АЦП (прецизионные системы).

Однако тот факт, что его время преобразования занимает миллисекундный диапазон, ограничивает применение таких устройств преобразованием медленно изменяющихся сигналов.

Одноступенчатый АЦП представляет собой очень простое устройство, но требует периодической калибровки.

АЦП с преобразованием напряжения в частоту — используют для медленно изменяющихся сигналов. Простота схемы и сравнимое с другими типами АЦП подавление шумов. Такие АЦП обеспечивают (например, однополярный АЦП) точность преобразования до 0,01 % и частоту выходного сигнала до 1 МГц, что соответствует изменению аналогового сигнала в диапазоне 6 декад.

АЦП со ступенчато-нарастающим опорным напряжением — отслеживает изменяющийся входной сигнал; иногда его называют АЦП со следящим преобразованием. Такой АЦП имеет переменное время преобразования.

Вариантом такого АЦП является реверсивный следящий преобразователь (на реверсивном счетчике), который может отслеживать малые изменения сигнала быстрее, чем АЦП с суммирующим счетчиком.

АЦП параллельного действия — требуется входное квантующее устройство, содержащее 2^{n-1} компараторов, на которые подается смещение от опорного источника. Процесс квантования завершается за время переключения компараторов; однако для получения двоичного выходного кода требуется шифратор.

Комбинированный АЦП — эффективно сочетаются достоинства параллельного преобразования и метода поразрядного уравнивания; при этом уменьшение скорости преобразования по сравнению с параллельным АЦП компенсируется повышенной точностью. Кроме того, преодолен недостаток параллельного метода, заключающийся в росте числа компараторов по геометрической прогрессии при увеличении разрядности.

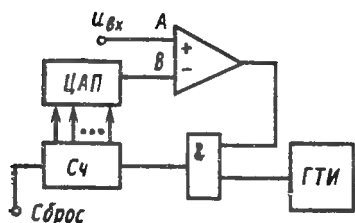


Рис. 12.9

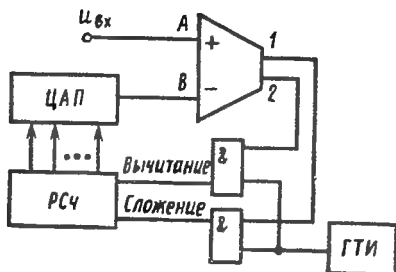


Рис. 12.10

На рис. 12.9 иллюстрируется способ построения АЦП с использованием ЦАП и суммирующего счетчика Сч. Заданное входное напряжение и аналоговый выход ЦАП подаются на компаратор (схему сравнения), на выходе которого появляется логическая 1, если входное напряжение превышает напряжение, полученное с ЦАП. Процесс АЦ-преобразования начинается со сброса счетчика в 0. После сброса содержимое счетчика увеличивается до тех пор, пока на выходе компаратора не появится логический 0, т. е. когда содержимое счетчика с заданной точностью станет равным выходу ЦАП. Достигнутое к этому моменту содержимое счетчика и берется в качестве выходного цифрового значения. На схеме ГТИ — генератор тактовых импульсов.

При использовании реверсивного счетчика РСч схема АЦП видоизменяется (рис. 12.10). Предыдущий способ существенно улучшается, так как для корректировки испытуемого числа можно либо увеличивать, либо уменьшать содержимое счетчика. Используется компаратор с двумя выходами. Логическая 1 на выходе 2 означает, что напряжение с выхода ЦАП превышает входное. Логическая 1 на выходе 1 означает, что выход ЦАП ниже входного аналогового напряжения. Каждый выход управляет своей схемой И, формирующей сигналы соответственно увеличению и уменьшению содержимого счетчика.

Процесс преобразования может начинаться с произвольного значения счетчика. Если это значение велико по сравнению с входным напряжением, логическая 1 на выходе 2 компаратора приведет к тому, что его содержимое при очередном импульсе генераторов тактовых импульсов (ГТИ) уменьшится на 1. Если же значение на счетчике мало по сравнению с входным напряжением, логическая 1 на выходе 1 компаратора приведет к его увеличению. Когда значение счетчика попадет в диапазон $\pm \Delta$ относительно входного напря-

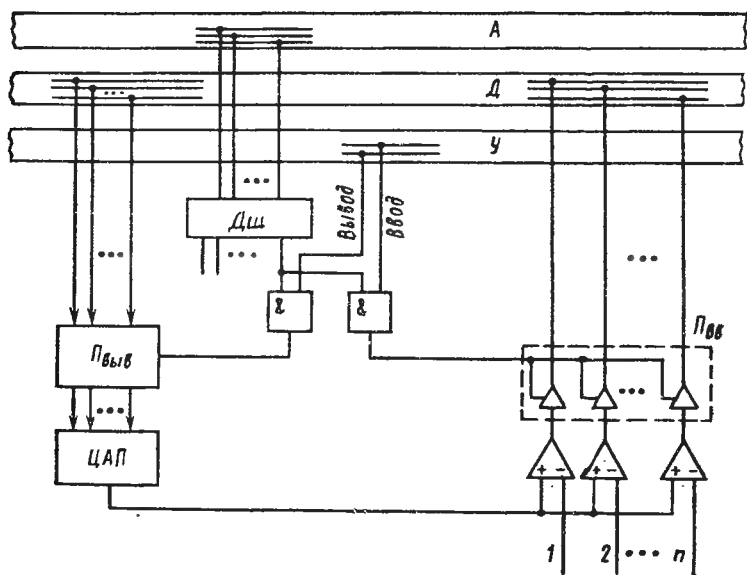


Рис. 12.11

жения, оба выхода компаратора примут нулевые значения, и счетчик перестанет изменяться.

Значение Δ должно выбираться таким образом, чтобы в зону 2Δ попадало только одно значение счетчика, т. е. эта зона должна быть больше изменения аналогового напряжения на выходе ЦАП при переходе к соседнему числу, что соответствует аналоговому весу младшего разряда счетчика, но не должна превышать двух весов младшего разряда счетчика.

Время срабатывания такого АЦП зависит от того, насколько далеко друг от друга начальное и результирующее значения счетчика.

Аналого-цифровое преобразование с помощью МП. Если аналоговая величина преобразуется в цифровую форму для использования в МПАС, то логично и выгодно, чтобы один из МП, входящих в ее состав, взял на себя эти функции по преобразованию. За счет

этого можно упростить внешние схемы и связи. Особенно это эффективно, если преобразуется много сигналов (рис. 12.11). В этом случае испытываемые числа для всех сигналов можно преобразовывать с помощью одного ЦАП, подключенного к порту вывода $P_{\text{выв}}$. Сравнение выхода ЦАП с каждым из n входных аналоговых сигналов выполняет отдельный компаратор. Результат каждого сравнения поступает в МП по отдельной линии в порт ввода $P_{\text{вв}}$.

Номер (адрес) портов ввода и вывода один и тот же, отличаются они друг от друга управляющими сигналами «ввод» и «вывод».

Порт вывода принимает с шины данных (Д) испытываемое число и подает его на входы ЦАП. Выходы компараторов подаются на тристабильные формирователи, образующие порт ввода.

Приведенных на схеме внешних компонентов и связей достаточно для того, чтобы можно было программно выполнить АЦ-преобразование для всех каналов. В общем случае программа начинает преобразование для некоторого канала, выводя соответствующее испытываемое число. Это число преобразуется в аналоговое напряжение и сравнивается с входными напряжениями во всех каналах. Результаты всех сравнений программа получает через порт ввода. Далее выделяется и тестируется бит, который соответствует конкретному каналу и определяется новое пробное значение числа. Подобрав число для одного канала, МП переходит к другому каналу и т. д. Таким образом, преобразование ведется в режиме временного мультиплексирования.

Следует отметить, что между МП и внешними схемами не требуется передавать информацию о состоянии, так как преобразование выполняет МП, и он же контролирует как начало, так и конец преобразования. Если же преобразование выполняется полностью внешними компонентами, то для информации о состоянии нужно выделять специальные порты.

В целом, метод преобразования, используемый в программе, может быть любым, включая метод последовательных приближений, методы со счетчиками и др.

12.5. АНАЛОГОВЫЙ МИКРОПРОЦЕССОР [17, 24]

Перспективными средствами при разработке МПАС являются аналоговые МП, предназначенные для прямой обработки аналоговых (и цифровых) сигналов. В структуре таких МП имеется несколько каналов АЦП и ЦАП, а также цифровой процессор. Аналоговые МП (АМП) выполняют функции аналоговых схем: генерацию колебаний, модуляцию, смещение частот, фильтрацию, кодирование и декодирование сигналов в реальном масштабе времени и т. д.; они заменяют сложные электронные схемы, состоящие из операционных усилителей, катушек индуктивности, конденсаторов и т. д.

Они значительно повышают воспроизводимость и точность обработки аналоговых сигналов, а также предоставляют широкие функ-

циональные возможности программной настройки цифровой части МП на различные алгоритмы обработки аналоговых сигналов.

В таких МП входные аналоговые сигналы передаются через встроенные АЦП, далее обрабатываются в цифровом виде и после обратного (ЦАП) преобразования в аналоговую форму поступают на выход. С архитектурной точки зрения такие МП представляют собой аналоговые функциональные преобразователи сигналов.

В аналоговом МП разрядность обрабатываемых данных достигает 24 и более, большое значение уделяется увеличению скорости выполнения арифметических операций.

Отличительная черта АМП — способность к переработке большого объема числовых данных, т. е. к выполнению операций сложения и умножения с большой скоростью, при необходимости даже за счет отказа от операций прерываний и переходов. При этом, согласно теореме Котельникова, частота квантования аналогового сигнала должна вдвое превышать верхнюю частоту сигнала.

Сравнение АМП производится по количеству эквивалентных звеньев аналого-цифровых фильтров — рекурсивных фильтров второго порядка. Чем быстрее осуществляется операция умножения, тем больше эквивалентное количество звеньев фильтра в аналоговом преобразователе и тем более сложный алгоритм преобразования цифровых сигналов можно задавать в МП.

Одним из направлений дальнейшего совершенствования АМП является повышение их универсальности и гибкости. Поэтому вместе с повышением скорости обработки большого объема информации (цифровых данных) будут развиваться средства обеспечения развитых вычислительных процессов обработки цифровой информации за счет реализации аппаратных блоков прерывания программ и программных переходов.

При решении задачи рационального (оптимального) построения МПАС (подсистемы обработки данных) могут широко использоваться АМП.

Примером процессоров такого класса является функционально законченное устройство КМ1813ВЕ1 (аналог МП2920 фирмы Intel), выполненное в виде сверхбольшой БИС (СБИС), представляющей собой по существу однокристалльную МЭВМ со встроенными ЦАП и АЦП, архитектура и система команд которой фиксированы и ориентированы на решения класса задач цифровой обработки сигналов. Основное назначение такого АМП — замена аналоговых подсистем обработки сигналов в полосе частот 0 ... 20 кГц. Он позволяет реализовать: фильтры нижних частот и полосовые, пороговые детекторы, ограничители, спектроанализаторы, модуляторы и демодуляторы, формирователи нелинейных функций (например, тригонометрических, логарифмических), многочастотные генераторы, генераторы специальных функций и т. п.

Архитектура и функциональный состав АМП. В структурной схеме АМП, в упрощенном виде которая представлена на рис.12.12,

можно выделить три основные части: память команд, устройство цифровой обработки и аналоговую часть.

Память команд — это репрограммируемое ПЗУ (РПЗУ) емкостью 192 24-разрядных слова. Каждое слово (команда) содержит поля, определяющие инструкции, которые необходимо выполнять аналоговым и цифровым частям процессора.

Цифровая часть включает в себя: двухвходовое (двухпортовое) сверхоперативное ОЗУ (СОЗУ) на 40 25-разрядных слов, память констант на 16 4-разрядных слов, 25-разрядное АЛУ, регистр сдви-

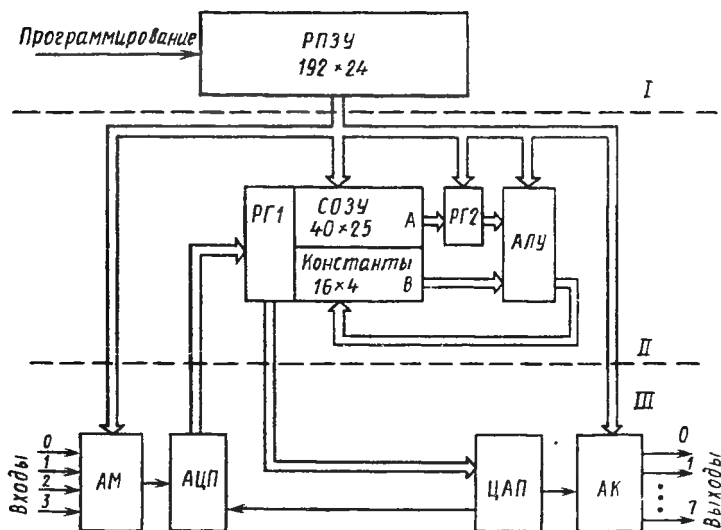


Рис. 12.12

га (РГ2), на котором реализовано двоичное масштабирующее устройство с диапазоном масштабирования $2^2 \dots 2^{-13}$, а также схемы тактирования и масштабирования, многофункциональный регистр РГ1.

Аналоговая часть представляет собой интерфейс для ввода-вывода информации и содержит все необходимые схемы для многоканального аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования: входной аналоговый мультиплексор (АМ) на четыре входа, устройство выборки-хранения, компаратор, 9-разрядный ЦАП (один разряд знаковый), выходной аналоговый коммутатор (АК) или демультиплексор на 8 выходов, устройства выборки-хранения и усилители на каждый из восьми выходов, схему управления аналоговой частью.

Аналого-цифровое преобразование осуществляется методом последовательного приближения.

Обмен данными между аналоговой и цифровой частями осуществляется через многофункциональный регистр (РГ1), который адресуется как ячейка (40) ОЗУ.

Уровень преобразуемого напряжения запоминается на конденсаторе схемы выборки и хранения, общем для всех входов и подключаемым к внешним зажимам. Емкость конденсатора влияет на постоянную времени схемы выборки и выбирается в пределах от 100 до 1000 пФ.

АМП разработан в результате удовлетворения компромиссным требованиям, предъявляемым к специальным БИС и однокристальным МЭВМ (универсальным, общего назначения). Однако в отличие от специальных БИС, ориентированных на решение только конкретной задачи, АМП предназначен для решения класса задач, в основе которых лежат соотношения типа свертки, рекурсивного характера, дискретного преобразования Фурье и т. п.

Такая направленность обусловлена архитектурными и схемными модификациями, что позволяет при одинаковых с универсальными МЭВМ технологии, потребляемой мощности и стоимости обеспечить производительность на задачах указанного выше характера (цифровой обработки сигналов) на 1 ... 2 порядка выше.

Конструктивно АМП размещен в 28-выводном корпусе и реализован по *n*-МДП технологии на кристалле размером $6,5 \times 5,2$ мм.

АМП должен выполнять всю программу от начала до конца при каждом получении отсчета с входного АЦП. Это обусловлено тем, что такой МП предназначен для работы в реальном масштабе времени.

Таким образом, время выполнения программы определяет частоту дискретизации, а эта частота, в свою очередь, определяет полосу пропускания АМП. Время цикла любой команды АМП одинаково и не зависит от условия ее выполнения: каждая команда выполняется за четыре такта, минимальная длительность исполнения команды — 600 нс при тактовой частоте 6,67 МГц.

АМП формирует периодические отсчеты с достаточно высокой частотой и выполняет большой объем вычислений между отсчетами — это открывает широкие возможности в области обработки аналоговых сигналов в рамках МПАС. Повышение скорости обработки информации достигается за счет применения элементов конвейерной архитектуры и оригинального алгоритма умножения.

В АМП используется архитектура (называемая гарвардской или модифицированной гарвардской), в которой данные, команды и константы размещаются в отдельных блоках памяти. Кроме того, архитектуре АМП присущи следующие особенности:

непосредственное использование ячеек ОЗУ как регистров арифметического блока, включение операций выборки команды, чтения и записи операндов в цикл команды;

многошинная архитектура;

применение четырехрегистрового АЛУ, использование двух аккумуляторов;

совмещение в одном цикле команды операций сложения и умножения (масштабирования);

короткий цикл команды (порядка 200—400 нс), достигаемый за счет применения специальных структур основных функциональных узлов;

большая разрядность АЛУ или вычисления с двойной точностью;

включение узлов, осуществляющих или облегчающих ввод аналоговых сигналов.

За счет этих особенностей реализация полного звена цифрового фильтра 2-го порядка на АМП требует от 4 до 14 команд, что соответствует частоте дискретизации порядка 200—500 кГц.

Система команд. В АМП используются 24-разрядные, двухад-ресные (А и В) команды. Система команд включает две группы: цифровые (команды АЛУ) и аналоговые. В свою очередь, цифровые команды разделяются на безусловные и условные.

Формат команды допускает одновременное использование полей как цифровой, так и аналоговой команды. Он содержит пять полей: 1) код операции АЛУ (3 разряда); 2) управление регистром сдвига (4 разряда); 3) поле адреса А (6 разрядов); 4) поле адреса В (6 разрядов); 5) код аналоговых операций (5 разрядов).

Цифровые команды могут выполняться со сдвигом операнда А или без сдвига. Максимальная величина сдвига на два разряда влево и на 13 разрядов вправо. Необходимая величина сдвига указывается во втором поле формата команды. Система команд позволяет использовать также 16 4-разрядных констант, хранящихся в СОЗУ. Константы записываются только в поле операнда А, что позволяет изменять их величину путем сдвига операнда А. Общее число различных констант — 182, диапазон изменения от -1 до $+1$.

Все команды используют только прямую адресацию ячеек СОЗУ. При этом значения адреса от 0 до 39 соответствуют регистрам общего назначения, 40 — соответствует РГ1, а адреса, больше 47, соответствуют константам.

Безусловные команды — это арифметические команды: ADD — сложение, SUB — вычитание, ABS — абсолютная величина, ABA — сложение с абсолютной величиной, пересылки (LDA), логические (XOR — исключающее ИЛИ, AND — логическое И) и специальные (LIM — ограничение).

Условные команды — это команды безусловной арифметики, которые становятся условными при указании в поле аналоговой команды специальной команды.

Аналоговые команды обеспечивают выборку одного из четырех аналоговых входов, одного из восьми аналоговых выходов, преобразование входной выборки в цифровой эквивалент и т. д.

Основные преимущества АМП: высокая стабильность и повторяемость характеристик; широкие возможности для адаптации (управления характеристиками); высокая точность воспроизведения операторов обработки; реализации с помощью БИС и СБИС; отсутствие элементов L и C ; широкие возможности для диагностики; широкие возможности унификации.

Можно отметить также следующие факторы. Если частота дискретизации сигнала много меньше тактовой частоты МЭВМ, то в промежутках между смежными тактами можно обрабатывать другие сигналы (по другим каналам), обеспечивая, таким образом, мультиплексирование, либо выполнять различные виды обработки (многофункциональность).

Снимаются ограничения на виды обработки, свойственные аналоговой технике, и обеспечивается реализация любых формально описываемых преобразований.

Алгоритмы цифровой обработки сигналов (для АМП) можно охарактеризовать числом элементарных операций (умножение, сложение, логические операции), необходимых для получения одного выходного отсчета.

Практически все виды сложной обработки сигналов могут быть представлены композицией рекурсивной и нерекурсивной обработки (включающей корреляцию), спектральных, нелинейных и логических преобразований. В свою очередь, указанные виды обработки связаны с реализацией операторов свертки, рекурсии, дискретного преобразования Фурье, нелинейного (например, полиномиального) преобразования, логического преобразования — т. е. тех операторов, для которых наиболее приспособлен АМП.

К недостаткам АМП следует отнести: возможность обработки относительно низкочастотных сигналов; шумы округления, нелинейные эффекты переполнения и предельных циклов — с ними удастся бороться только ценой заметного усложнения теории и увеличения объема аппаратных средств; зависимость скорости обработки от точности; влияние проникающей радиации, особенно для интегральных схем n -МОП технологии.

Проектирование МПАС на базе АМП. Процесс проектирования информационно-вычислительного ядра МПАС на базе АМП включает следующие этапы:

расчет параметров математической модели цифровой обработки сигналов в МПАС;

проектирование алгоритма цифровой обработки сигналов;

подготовка (разработка) программы, реализующей разработанный алгоритм;

отладка программы на программной модели цифровой обработки сигналов;

запись программы в РПЗУ;

комплексная отладка АМП в составе МПАС или на специальном стенде.

Разработка и отладка прикладного программного обеспечения являются основными этапами проектирования МПС на основе АМП, которые обладают достаточно мощными вычислительными возможностями, однако без соответствующих средств отладки программ, проектирование прикладного программного обеспечения (ПО) оказывается трудоемким и дорогостоящим [22].

Глава 13. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ КОМПЛЕКТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Создание микропроцессорных автоматических систем в настоящее время является функцией специалистов в области теории и практики автоматического регулирования и управления совместно со специалистами в конкретной предметной области, а не профессиональных программистов и специалистов по электронике. Это привело к тому, что большое число инженеров имеет непосредственное отношение к применению и эксплуатации микропроцессорной техники. В то же время ряд отраслей промышленности осваивает в производстве все новые микропроцессорные БИС с целью улучшения их технико-экономических характеристик и расширения сферы применения. Поэтому современный инженер должен ориентироваться в существующей номенклатуре микропроцессорных БИС и уметь выбрать из них те наборы, которые обеспечат наиболее рациональное решение той или иной конкретной задачи. Ниже будут рассмотрены наиболее перспективные в настоящее время отечественные микропроцессорные комплекты (МПК).

13.1. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ КОМПЛЕКТ СЕРИИ КР580

Микропроцессорный комплект серии КР580 (К580) в настоящее время используется достаточно широко. Универсальность входящих в него интегральных схем (ИС) позволяет применять компоненты этого МПК для построения самых разнообразных устройств — от узкоспециализированных систем управления до микроЭВМ и ЭВМ общего назначения. Элементы комплекта можно условно разделить на несколько групп [31, 33].

БИС общего назначения обеспечивают работу МПС, формирование магистралей и сопряжение с ними. К ним относятся: центральный процессор с фиксированной системой команд и параллельной обработкой 8-разрядных слов — ВМ80А; генератор тактовых сигналов — ГФ24; системные контроллеры — ВК28 и ВК38; буферные регистры — ИР82 и ИР83 (с инверсией);

шинные формирователи — ВА86 и ВА87 (с инверсией);
контроллер шины (магистралей И41) — ВГ18;

Универсальные интерфейсные БИС используются для подключения к магистралям МПС различных внешних устройств. Они позволяют организовать различные режимы обмена информацией между внешними устройствами и МП, а также программно управлять процессом обмена, включая возможность перехода от одного режима к другому. Применение интерфейсных БИС невозможно без дополнительных интерфейсных схем (усилителей, преобразователей уровня, модемов и т. п.), служащих для сопряжения с конкретными устройствами. Сюда входят:

универсальный синхронно-асинхронный приемопередатчик для последовательных устройств ввода-вывода (УВВ) (программируемый последовательный интерфейс) — ВВ51;

программируемое устройство для ввода-вывода параллельной информации (программируемый параллельный интерфейс) — ВВ55;

программируемый таймер для формирования временных задержек — ВИ53;

программируемый контроллер прямого доступа к памяти для высокоскоростного обмена между памятью и периферией — ВТ57;

программируемый контроллер приоритетных прерываний — ВН59.

БИС контроллеров устройств предназначены для сопряжения с конкретным классом систем, позволяют подключать к МПС клавиатуру и светодиодный дисплей, оперативную память на основе динамических ЗУ, а также организовать связь с дисплеем с помощью электронно-лучевой трубки и магистралью канала общего пользования. Специализация БИС контроллеров устройств дает возможность значительно уменьшить объем дополнительных схем, освободить МП от выполнения ряда простейших функций по обслуживанию внешних устройств, упростить алгоритм обмена информацией с внешними устройствами, а также увеличить число программируемых режимов работы схем на основе контроллеров. Сюда относятся:

контроллер дисплея на основе электронно-лучевой трубки — ВГ75;

контроллер клавиатуры и индикации — ВВ79;

интерфейс системы МП — канал общего пользования — ВК91 и ВК91А;

контроллер интерфейса системы МП — канал общего пользования — ВГ92;

приемопередатчик системы МП — канал общего пользования — ВА93;

контроллер динамического ОЗУ — ВТ42;

схема расширения ввода-вывода — ВР43.

Интерфейсные БИС и БИС контроллеров, входящие в данный комплект, позволяют при разработке МПС различного назначения добиться упрощения ее схемотехнического и программного обеспе-

чения за счет применения типовых аппаратных и программных решений, а также повышения надежности и ремонтпригодности разрабатываемых МПС.

13.2. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ КОМПЛЕКТ СЕРИИ К588

Комплект выполнен по высококачественной низкопороговой КМОП-технологии и отличается сверхмалым потреблением энергии, достаточно высокими производительностью и помехоустойчивостью. Особенностью организации комплекта является использование асинхронной системотехники, что позволяет строить МП без использования блоков синхронизации, в которых время исполнения различных микрокоманд зависит от реальных задержек в БИС. Элементы комплекта используют один низковольтный источник питания $+5\text{ В} \pm 10\%$. По уровням питающих напряжений все БИС комплекта сопрягаются со стандартными ТТЛ-схемами. БИС комплекта К588 работоспособны в диапазоне температур от -60 до $+85^\circ\text{C}$, а БИС комплекта КР588 — от -10 до $+70^\circ\text{C}$.

Данные МПК предназначены для построения встраиваемых и автономных МЭВМ, а также контроллеров различного назначения и распределенных систем управления объектами и технологическими процессами.

Основные принципы построения микропроцессорных БИС этого комплекта — наращиваемость, модульность, микропрограммное управление и автономность внутренней синхронизации — обеспечивают его функциональную гибкость при решении тех или иных практических задач.

В состав МПК серии К588 входят следующие БИС [31, 33]:

- BC1 и BC2 — арифметическое устройство;
- BU1 и BU2 — управляющая память микропрограмм;
- BG1 — системный контроллер;
- BP1 — арифметический расширитель;
- BP2 — арифметический умножитель;
- IP1 — многофункциональный буферный регистр;
- BA1 — магистральный приемопередатчик;
- BG2 — контроллер памяти;
- BT1 — селектор памяти (адреса);
- BN1 — контроллер прерываний;
- BT2 — контроллер прямого доступа к памяти;
- BI1 — двухканальный таймер;
- BA2 — приемопередатчик трансформаторной линии;
- BA3 — усилитель-ограничитель сигналов;
- BG3 — кодек мультиплексного канала;
- BG4 — контроллер аналого-цифрового преобразователя;
- BG5 — контроллер цифроаналогового преобразователя;
- BG6 — адаптер мультиплексного канала;
- PE1 — ПЗУ с унифицированным интерфейсом.

Далее остановимся только на одном из компонентов этого МПК — на арифметическом устройстве (АУ). Модуль АУ — ВУ2 совместно с модулями управляющей памяти (УП) ВУ2 и системного контроллера (СК) ВГ1 используется для создания операционных блоков различных МП-средств, в том числе и для создания 16-разрядных МПС и МЭВМ.

Арифметическое устройство ВУ2 представляет собой 16-разрядный автономный, асинхронный, микропрограммно-управляемый мо-

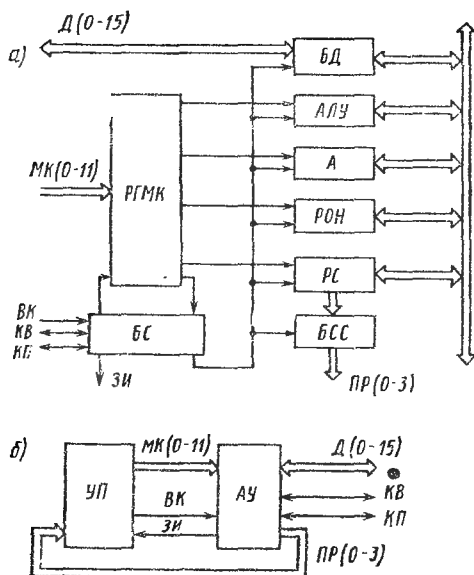


Рис. 13.1

дуль обработки цифровой информации, представленной в двоичном (дополнительном) коде; оно осуществляет прием, оперативное хранение, обработку и выдачу цифровой информации. Структурная схема АУ приведена на рис. 13.1, а.

Арифметико-логическая обработка данных выполняется в соответствии с 12-разрядным кодом микрокоманды (МК), при этом формируется четырехразрядный код признаков результата операции (ПР).

АУ включает следующие основные блоки:

регистр микрокоманд (РГМК), который предназначен для хранения 12-разрядного управляющего

слова во время цикла выполнения микрокоманды; будем считать, что в него входят также соответствующие схемы дешифрации кодов МК, формирования и хранения управляющего слова; строение регистра осуществляется сигналами из блока синхронизации;

арифметико-логическое устройство (АЛУ) — это 16-разрядное устройство, предназначенное для выполнения арифметических и логических операций над операндами;

аккумулятор (А) — это 16-разрядный регистр для временного хранения машинного слова;

блок регистров общего назначения (РОН), представляет собой 16 шестнадцатиразрядных регистров, предназначенных для оперативного хранения данных;

регистр состояний (РС), это 16-разрядный регистр для хранения данных; в его четырех старших разрядах помещаются признаки ре-

зультата (ПР): знака, нуля, переполнения и расширения (переноса), т. е. эти разряды служат для индикации состояния АЛУ; остальные 12 разрядов используются в ряде микрокоманд как РОН;

буфер данных (БД) предназначен для осуществления асинхронного приема и выдачи информации по 16-разрядной шине данных (Д);

блок синхронизации (БС) предназначен для формирования сигналов, определяющих цикл работы АУ;

буфер слова состояния (БСС) предназначен для временного хранения и выдачи в однонаправленную шину состояний старшего полубайта (четыре старших разряда) из регистра состояний.

Обмен данными между АЛУ и другими блоками АУ производится по внутренней шине. Прием микрокоманд и обмен данными между АУ и внешними устройствами (ВУ) по шине Д осуществляются асинхронно и сопровождаются квитирующими сигналами.

Полный цикл работы АУ состоит из четырех фаз, последовательность выполнения которых определяется блоком синхронизации. Выполнение любой МК состоит из комбинации следующих фаз:

прием, когда осуществляются прием и дешифрация микрокоманд по шине МК, а также операндов по шине Д в некоторых операциях;

чтение, когда считывается информация из источников (РОН, А, РС или БД) в АЛУ и ее обработка;

запись, когда завершается обработка данных в АЛУ и запись результата в приемник (РОН, А, РС или БД);

выдача, когда информация (результат операции) из БД передается (выдается) на шину Д.

Последовательность фаз выполнения конкретной МК определяет внутренний блок синхронизации, функционирование которого начинается с поступлением (отрицательного фронта) сигнала сопровождения микрокоманды (ВК).

Готовность АУ к приему микрокоманды в РГМК определяется установкой на его выходе сигнала завершения выполнения микрокоманды ЗИ (ЗИ-1).

По шине МК информация (микрокоманды) передается только в одном направлении — в АУ, поэтому линии ВК (выбор кристалла) и ЗИ (завершения исполнения МК), по которым передаются квитирующие сигналы в данном случае, являются однонаправленными.

Информация по шине Д может как приниматься, так и передаваться, поэтому линии КВ (квитирование выдачи информации по шине Д) и КП (квитирование приема информации по шине Д), по которым передаются соответствующие квитирующие сигналы, являются двунаправленными. При приеме данных в АУ сигнал КВ формируется внешним устройством и инициирует начало фазы ввода данных, сигнал КП служит квитанцией о приеме данных в АУ. При выдаче данных из АУ сигнал КВ инициирует начало фазы вывода данных в ВУ, сигнал КП служит квитанцией для АУ о приеме данных в ВУ. Ограничений на время ответа не существует, что позволяет сопря-

гать АУ (такого типа) с устройствами любого быстрогодействия или использовать его в статическом режиме.

Арифметическое устройство реализует конвейерное выполнение МК, при котором операции приема и дешифрации следующей микроинструкции совмещаются с операциями по выполнению соответствующих действий с операндами и выдачей результата для предыдущей микроинструкции.

По завершении цикла предыдущей МК АУ переходит к фазе приема очередной МК при условии прохождения отрицательного фронта на выходе ВК.

Первая фаза приема цикла работы АУ состоит из следующих действий: приема очередной МК в РГМК, по окончании которого появляется отрицательный фронт сигнала на выходе ЗИ; дешифрация принятой МК; записи дешифрованного управляющего кода, которая осуществляется при условии окончания фазы записи результата для предыдущей МК. Если дешифрованная МК выполняется без приема из канала (шины) Д, то фаза приема на этом заканчивается. В противном случае АУ анализирует сигнал КП и принимает данные из шины Д. По окончании приема и появлении сигнала КВ фаза приема завершается.

При выполнении фазы чтения выбирается источник информации (операнд пересылается по внутренней шине), после чего начинается асинхронная обработка информации в АЛУ. В качестве операнда может служить содержимое РОН, А, РС или БД в зависимости от конкретной МК. Во время выполнения фазы записи заканчивается обработка информации в АЛУ и осуществляется запись результата в соответствующий приемник (РОН, А, ВС или БД). Если приемником является БД, то АУ устанавливает информацию на шине Д, сопровождая данные сигналом КП ($КП = 0$).

Обмен информацией осуществляется асинхронно по принципу квитирования. При выдаче информации источник устанавливает сигнал КП одновременно с данными. Приемник устанавливает сигнал КВ при завершении приема информации. Обмен информацией заканчивается, когда источник устанавливает сигнал $КП = 1$, а приемник отвечает сигналом $КВ = 1$.

В процессе выполнения фазы выдачи предыдущей МК могут выполняться все фазы до фазы записи в первой из следующих МК с выдачей информации или фазы приема в первой из следующих МК с приемом информации.

По наличию тех или иных фаз состав микрокоманд можно разделить на следующие виды.

1. Микрокоманды без обмена данными с шиной Д. В этом случае АУ готово к приему МК в РГМК, сигнализируя модулю УП установкой сигнала ЗИ ($ЗИ = 1$), а УП выдает МК (если она сформирована) на шину МК (рис. 13.1, б). По окончании приема МК модуль АУ устанавливает $ЗИ = 0$, начиная исполнение МК.

В то время как АУ выполняет текущую МК, УП формирует следующую МК. Закончив выполнение МК, АУ устанавливает $ЗИ = 1$ и начинает новый цикл приема и исполнения МК.

2. Микрокоманды с выдачей результата операции на шину Д. В этом случае начало цикла выполнения МК аналогично предыдущему вплоть до момента, когда АУ переходит к выдаче результата на шину Д, сопровождая ее установкой сигнала $KB = 0$ (квитирование выдачи информации на шину Д). Одновременно с выдачей АУ может принять новую МК и приступить к ее выполнению. АУ выдает информацию на шину Д до получения ответного сигнала об окончании приема информации ($KП = 1$).

Если во время выдачи информации АУ получает следующую МК без обмена данными по шине Д, то МК выполняется независимо от того, закончился цикл обмена предыдущей МК или нет. Если данная МК принята, но еще не закончился цикл выдачи данных предыдущей МК, то АУ не устанавливает $ЗИ = 0$, а держит уровень $ЗИ = 1$ и ждет окончания выдачи (до появления $KП = 0$). Если МК выдана, но еще не закончилась выдача информации в предыдущей МК, то АУ, окончив фазы чтения и записи и установив $ЗИ = 1$, останавливается до появления $KП = 0$. После этого АУ устанавливает $KB = 1$ и при наличии $KП = 1$ выдает новую информацию.

3. Микрокоманды с приемом операнда по шине Д. В этом случае, приняв МК в РГМК, АУ после ее дешифрации переходит в режим ожидания приема информации с шины Д. Прием информации с шины Д начинается при появлении $KB = 0$. Закончив прием операнда, АУ устанавливает $KП = 0$, $ЗИ = 0$. По положительному фронту сигнала KB устанавливается $KП = 1$. После приема операнда АУ начинает выполнять МК. Окончание выполнения сигнализируется формированием сигнала $ЗИ = 1$.

4. Микрокоманды с приемом операнда и выдачей результата операции на шину Д. В этом случае выполнение МК аналогично предыдущему случаю, но добавляется еще фаза выдачи результата операции на шину Д.

13.3. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ КОМПЛЕКТЫ ПОВЫШЕННОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ (СЕРИИ К589, КР1802, КР1804)

Большое распространение для решения тех или иных задач практики получили МПК на основе биполярных транзисторов, выполненные на технологическо-схемотехнической базе ТТЛШ. Для таких МПК характерно: высокое быстродействие, высокая помехоустойчивость, возможность работы в широком диапазоне температур, радиационная стойкость.

МПК этой группы имеют в своем составе широкую гамму процессорных, интерфейсных, запоминающих и другого функционального назначения БИС, предназначенных для построения систем и устройств различного назначения и производительности [31, 32, 33]:

2-, 4- и 8-разрядные микропроцессорные секции (МС);
2-, 3- и 4-адресные регистры общего назначения;
8-, 12- и 16-разрядные умножители;
арифметические расширители;
БИС для организации устройств прерывания;
БИС для организации управления памятью микропрограмм;
электрически программируемые ПЗУ различной емкости (1, 4,
16К бит)

ассоциативные ЗУ;
буферные регистры;
магистральные усилители и коммутаторы;
БИС для организации синхронного и асинхронного обмена между МП и внешними устройствами.

БИС, реализующие перечисленные компоненты, входят в состав серий К589, КР1802 и КР1804. Они взаимодополняемы, что позволяет достичь лучших характеристик по быстродействию, производительности, габаритам и мощности потребления в различной аппаратуре. В конкретных применениях используют также БИС ППЗУ серии К556.

При анализе общей характеристики этих МПК можно отметить следующее.

При построении модулей операционных устройств используются БИС микропроцессорных секций К1804ВС1 и К1804ВС2, БИС арифметического расширителя К1802ВР1, БИС последовательного умножителя К1802ВР2, БИС параллельных умножителей К1802ВР3, К1802ВР4 и К1802ВР5, а также БИС сумматора К1802ИМ1 и схемы ускоренного переноса К589ИК03 и К1804ВР1.

Центральный процессорный элемент К589ИК02 выполняет арифметические, логические и сдвиговые операции. Он представляет собой 2-разрядную секцию с 11 одноадресными РОН, двумя 2-разрядными входными информационными шинами, 2-разрядной шиной маски, 2-разрядными раздельными шинами адреса и данных с тремя состояниями; имеет выходные регистры адреса и данных, управляемые по отдельным входам.

Арифметическое устройство КР1802ВС1 представляет собой 8-разрядную процессорную секцию. Оно выполняет арифметические, логические и сдвиговые операции с возможностью маскирования разрядов входных данных, вырабатывает признаки равенства нулю результата и переполнения.

Арифметический расширитель К1802ВР1 представляет собой 16-разрядное устройство, выполняющее за один такт арифметические, логические и циклические сдвиги влево и вправо, а также операцию поиска номера левого единичного разряда.

Последовательный умножитель КР1802ВР2 представляет собой последовательно наращиваемую секцию, которая выполняет умножение двух 8-разрядных двоичных чисел и деление 16-разрядного двоичного числа на 8-разрядный делитель.

Параллельные умножители К1802ВРЗ (на 8×8 разрядов), К1802ВР4 (на 12×12 разрядов) и К1802ВР5 (на 16×16 разрядов) выполняют умножение за один такт.

Для построения различных модулей памяти используются различные специально предназначенные для этих целей БИС; регистры общего назначения, наращиваемые по их числу и по разрядности; многофункциональная матрица ассоциативных регистров К1802ИП1, имеющая в своем составе четыре регистра по восемь разрядов, она может перестраиваться на восемь 4-разрядных регистров, выполняет функции ассоциативной выборки. Применяются также БИС ассоциативной памяти К589РА04 и БИС ОЗУ К589РУ01.

Схема обмена информацией К1802ВВ1 представляет собой 4-адресную информационную память, имеющую в своем составе четыре 4-разрядных регистра с возможностью организации на одном из них счетчика и сравнения его содержимого с содержимым другого регистра.

Для построения устройств микропрограммного управления используются БИС: блока микропрограммного управления К589ИК01, устройства управления адресом микрокоманды К1804ВУ1 и К1804ВУ2, устройства управления следующим адресом К1804ВУ3, устройства управления последовательностью микрокоманд К1804ВУ4, устройства управления адресом программной памяти К1804ВУ5, а также БИС электрически программируемой логической матрицы К556РТ1 и ПЗУ емкостью 1,4 и 16 К бит — соответственно К556РТ4, К556РТ5 и К556РТ6. Естественно, что некоторые из перечисленных выше БИС могут применяться при разработке и других модулей и устройств МПС.

Для организации прерываний в МПС, построения модулей обмена с УВВ, а также для реализации схем управления шинами между различными модулями используются следующие БИС:

устройство приоритетного прерывания К589ИК14, обеспечивающее приоритетную обработку восьми запросов прерывания, позволяющее реализовать многоуровневые прерывания в МПС и обладающие возможностью наращивания числа прерываний;

расширитель приоритетного прерывания К1804ВРЗ и устройство векторного приоритетного прерывания К1804ВН1;

многорежимный буферный регистр К589ИР12, представляющий собой универсальный 8-разрядный регистр со встроенной селективной логикой, имеющий независимый триггер для формирования запроса прерывания ЦП, предназначенный для реализации многих типов интерфейсных и вспомогательных устройств;

многофункциональный коммутатор магистралей К1802КП1, осуществляющий коммутацию информации и логическую обработку с любого из четырех направлений на три остальные.

Широко используются также БИС следующего назначения: программируемый адаптер последовательного интерфейса К1802ВВЗ, представляющий собой 8-разрядное устройство, исполь-

зуюмом при организации последовательного и параллельного приема и передачи информации с контролем по четности или нечетности;

БИС интерфейса K1802BB2; вырабатывающая необходимые сигналы для организации совместно с БИС обмена информацией K1802BB1 обмена информацией по совмещенной магистрали с асинхронной и синхронной дисциплиной обмена;

многофункциональное синхронизирующее устройство K589ХЛ4, предназначенное для построения блоков синхронизации и управления и выполняющее функции деления частоты с управляемым коэффициентом деления, формирования дискретно-управляемой длительности импульсов;

шинные формирователи K589АП16 и K589АП26 (с инверсией), содержащие по четыре формирователя для передачи и приема информации соответственно без инверсии и с инверсией по двуправленным линиям связи.

Далее рассмотрим некоторые особенности каждого из МПК, входящих в группу быстродействующих МПК. БИС быстродействующего МКП серии K589 предназначены для построения различного назначения МПС и контроллеров средней производительности (это характерно также и для МПК серий КР1802 и К1804). Секционная архитектура БИС позволяет наращивать разрядность систем до необходимой длины слова. Способ управления — микропрограммный, ориентация на выбранную систему команд реализуется эмуляцией ее на микропрограммном уровне, путем занесения в ПЗУ необходимых для этого прошивок.

МПК серий КР1802 и К1804 отличаются друг от друга подходом к «разрезке» модулей на БИС.

В МПК серии КР1802 модуль расчленяется на функциональные узлы, а эти узлы на секции определенной размерности. Например, МП расчленяется на арифметическое устройство (БИС 8-разрядного АЛУ), секцию РОН (164-разрядных РОН), 16-разрядный арифметический расширитель и т. п. Такая структура МПК несколько усложняет разработку МПС на его основе, но обеспечивает гораздо большую гибкость и предоставляет большие возможности разработчику МПС и МПАС.

В МПК серии К1804 модули разрезаются на БИС, содержащие все элементы этого модуля. Например, МП выполняется в виде 4-разрядной секции, содержащей все элементы МП. Простое объединение нескольких секций позволяет без дополнительного оборудования получать МП с различной разрядностью, кратной разрядности БИС (4 разряда). Если требуется повысить быстродействие МП, то можно применить БИС ускоренного переноса (но принципиально это не обязательно).

Оба МПК открыты с точки зрения программного обеспечения, т. е. они специализированы под определенную систему команд. Разработчик МПАС может реализовать на их основе необходимую систему команд. Для этого нужно разработать соответствующие микро-

программы и занести их коды в электрически программируемые ПЗУ или ПЛМ. БИС МПК серий КР1802 и КР1804 полностью совместимы и взаимно дополняют друг друга.

13.4. ШЕСТНАДЦАТИРАЗЯДНЫЙ МПК СЕРИЙ К1801, 06 09

Рассматриваемые в данной группе МПК являются одними из наиболее совершенных МПК, выпускаемых отечественной промышленностью. МПК серии К1801 включает в себя несколько модификаций МП, каждый из которых является завершенным однокристалльным процессором, жестко ориентированным на микропрограммную эмуляцию систем команд. Более поздние модификации МП отличаются от предшествующих повышенным быстродействием, расширением систем команд и функциональных возможностей. В МП К1801ВМ2 (по сравнению с К1801ВМ1) введены дополнительные команды умножения, деления и операции над числами с плавающей запятой. В МП К1801ВМ3 (по сравнению с К1801ВМ2) увеличено быстродействие в 2—3 раза, расширена система команд и увеличено адресное пространство до 4М байт, предусмотрены аппаратно-программные средства организации многопроцессорных систем, средства обнаружения и коррекции ошибок в передаваемой информации. Для всех МП этой серии общими являются структурная организация и система команд, совместимая с системой команд микроЭВМ «Электроника 60», «Электроника 100/25», СМ-3, СМ-4 и др.

По сравнению с ранее рассмотренными однокристалльными МП в К1801 магистраль, по которой передаются данные, совмещена с магистралью, по которой передаются адреса. Эта особенность требует применения специальных сигналов управления, позволяющих распознавать вид передаваемой информации.

В состав МПК серии К1801 входят следующие БИС [31, 33]:

ВМ1 — однокристалльный 16-разрядный МП с системой команд микроЭВМ «Электроника 60», емкостью адресуемой памяти 64К байт и быстродействием до 500 тыс. операций/с;

ВМ2 — однокристалльный 16-разрядный МП с системой команд микроЭВМ «Электроника 60М», емкостью адресуемой памяти 64К байт и быстродействием до 1 млн. операций/с;

ВМ3 — однокристалльный 16-разрядный МП с системой команд мини-ЭВМ «Электроника 100/25», емкостью адресуемой памяти 4М байт и быстродействием до 2 млн. операций/с;

ВП-13 — контроллер динамического ОЗУ;

ВП1-15 — устройство связи с фотоимпульсными датчиками положения;

ВП1-16 — устройство хранения и передачи управляющих сигналов на электроавтоматику оборудования;

ВП1-26 — двунаправленный приемопередатчик на 16 каналов;

ВП-27 — устройство приема из магистрали команд и организации совместно с ВП1-032 циклов работы ЗУ на ЦМД;

ВП1-28 — устройство защиты ОЗУ кодом Хеминга;
ВП1-30 — контроллер динамического ОЗУ;
ВП1-31 — устройство радиальных прерываний;
ВП1-32 — устройство распределения импульсов и формирования временной диаграммы ЗУ на ЦМД;

ВП1-33 — многофункциональное устройство, реализующее интерфейс НГМД, а совместно с ВП1-34 контроллеры 16-разрядного параллельного интерфейса ввода-вывода и байтового параллельного интерфейса ИРПР;

ВП1-34 — многофункциональное устройство, реализующее устройство передачи информации, устройство выдачи вектора прерывания и компаратор адреса, буферный регистр данных;

ВП1-35 — асинхронный приемопередатчик на интерфейс с последовательной передачей информации ИРПС;

ВП1-38 — программируемый таймер;

ВП1-65 — асинхронный приемопередатчик на ИРПС;

ВП1-95(96) — интерфейс контроллера НГМД на мини-дисках;

ВП1-97 — интерфейс НГМД на мини-дисках;

РЕ1 — масочное ПЗУ емкостью $4K \times 16$ бит и временем выборки 400—500 нс.

Различные по своему назначению БИС разработаны на основе универсальной вентиляционной матрицы (УВМ) К1801 ВП1 и изготовлены нанесением на поверхность кристалла УВМ межэлементных связей, соответствующих требуемой функции, с помощью необходимых для этого технологических процессов.

Возможности МПК серии К1801 дополняет МПК серии К1809, в который входят БИС, используемые для периферийных блоков, подключаемых к унифицированному интерфейсу, что создает хорошие предпосылки к широкому внедрению этих серий.

МПК серий К1801 и К1809 выполнены по *n*-канальной МОП-технологии и отличаются высокой производительностью, хорошими габаритными и умеренными энергетическими параметрами.

В состав МПК серии К1809 входят следующие БИС:

РЕ1 — масочное ПЗУ емкостью $4K \times 16$ бит и временем выборки 200 нс;

РУ1 — статическое ОЗУ со встроенным интерфейсом емкостью $1K \times 16$ бит, временем выборки 200 нс и циклом обращения 400 нс;

ВВ1 — устройство с двумя 8-разрядными параллельными программируемыми каналами ввода-вывода;

ВВ2 — адаптер системного последовательного канала (четырёхпроводной магистрали со скоростью передачи 50К бит/с, возможностью подключения 16 устройств и длиной до 5 м витой парой или до 100 м коаксиальным кабелем);

ВГ1(ВГ2) — контроллер магнитофона, обеспечивающий его использование в качестве внешнего ЗУ (может быть использован в системах обмена цифровой информацией по телефонным каналам со скоростью 50—9600 бит/с);

ВГЗ — контроллер телевизора и клавиатуры, обеспечивающий преобразование цифровых кодов в видеосигналы телевизора и обратно (растр изображения 256×256 точек, 16 цветов, 128 знаков 5×7 точек) и управление клавиатурой с числом клавиш до 256;

ВГ4 — контроллер растрового графического дисплея.

Совместно с БИС серий К1801 и К1809 могут использоваться и БИС других серий, например К588 и К1811.

МПК серии К1806 выполнен по КМОП-технологии и обладает лучшими по сравнению с сериями К1801 и К1809 энергетическими характеристиками при сохранении основных особенностей архитектуры.

В состав МПК серии К1806 входят следующие БИС:

ВМ2 — однокристалльный 16-разрядный МП является в основном функциональным аналогом МП серии К1801 (К1801ВМ2), выполнен по КМОП-технологии и отличается низким электропотреблением, средним быстродействием и сохраняет работоспособность в широком диапазоне воздействия механических, климатических и других факторов; кристалл помещен в 64-выводной металлокерамический корпус; тактовая частота до 5 МГц;

ВП1-092 — контроллер устройств индикации;

Таблица 13.1

Серия	Число БИС в МПК	Обозначение МП	Разрядность, бит	Быстродействие, операций/с (мкс)	Число команд	Емкость адресуемой памяти, К байт	Число РОН	Число уровней прерывания	Технология	Потребляемая мощность, Вт	Напряжение питания, В
К580	19	ВМ80А	8	(2,0)	78	64	6	1	n-МОП	1,25	± 5 ; ± 12
К1801/09	14	ВМ1	16	$5 \cdot 10^5$	66	64	8	4	n-МОП	1,0	± 5
		ВМ2	16	$1 \cdot 10^6$	74	64	8	2	n-МОП	1,75	± 5
		ВМ3	16	$2 \cdot 10^6$	74	$4 \cdot 10^3$	8	4	n-МОП	2,0	± 5
К1806	3	ВМ2	16	$5 \cdot 10^6$	77	64	8	2	КМОП	0,025	± 5
К1808	9	ВМ1	8	—	—	—	—	—	И ² Л	0,1	± 5
К1810	12	ВМ86	16	(0,4)	135	$1 \cdot 10^3$	8	2	n-МОП	1,75	± 5
		ВМ87	16	(0,5)	68	$1 \cdot 10^3$	8	—	n-МОП	2,5	± 5
		ВМ88	8	(0,45)	135	$1 \cdot 10^3$	8	2	n-МОП	1,75	± 5
		ВМ89	16; 16	(2,4)	46	$1 \cdot 10^3$	8	—	n-МОП	1,75	± 5
К1821	3	ВМ85А	8	(0,8)	80	64	6	2	КМОП	0,2	± 5

Серия	Число БИС в МПК	Обозначение МП	Разрядность, бит	Время цикла, мкс	Число микро- команд	Число РОН	Техноло- гия	Потребляемая мощность, Вт	Напряже- ние питания, В
К581	8	ВЕ1 ИК1	16 8,16	0,4 0,4	84 84	26 8	n-МОП n-МОП	0,5 0,5	± 5 ; ± 12 -5 ; ± 12
К583	14	ВС1 ВС4	8 n 8 n	0,3 0,22	112 112	16 16	И ² Л И ² Л	0,2 0,2	+5 +5
К587	4	ИК2	4 n	2,0	168	8	КМОП	0,01	+9
К588	9	ВС2	16 n	2,0	420	16	КМОП	0,005	+5
К589	10	ИК02	2 n	0,1	40	11	ТТЛШ	0,95	+5
К1800	11	ВС1	4 n	0,1	70	32×9	ЭСШ	1,65	-2; -5; 2
К1802	15	ВС1	8 n	0,15	256	16×4	ТТЛШ	1,2	+5
К1804	19	ВС1 ВС2	4 n 4 n	0,12 0,12	512 512	16 16	ТТЛШ ТТЛШ	1,5 1,75	+5 +5
К1811	5	ВМ1	8 n	0,3	74	8	n-МОП	0,5	+5; +12

ВП1-093 — контроллер клавиатуры и программируемый таймер.

С целью обобщения и более наглядного представления информации в табл. 13.1 приведены сравнительные характеристики микропроцессоров (из отечественных МПК) с фиксированными разрядностью и системой команд, а в табл. 13.2 — сравнительные характеристики секционированных микропроцессоров (из отечественных МПК) с наращиваемой разрядностью и микропрограммным управлением.

Глава 14. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОЭВМ В СИСТЕМАХ РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

В предыдущих главах были рассмотрены общие сведения об архитектуре микропроцессорных систем, математические основы анализа и проектирования цифровых систем управления. Однако цифровым системам управления и в особенности микропроцессорным системам управления присущи физические ограничения, определяемые дискретными элементами. Например, если используется микропроцессор, то аппаратное обеспечение накладывает ограничения на

частоту квантования, при этом скоростью выполнения программы относительно мала. Другим ограничением цифровой системы управления и в особенности микропроцессорной системы является конечная длина слова, которая в большинстве микропроцессоров равна только 8 бит и реже — 16 бит.

14.1. УПРАВЛЯЮЩИЕ ЭВМ

Непосредственной функцией управляющих цифровых ЭВМ является реализация алгоритмов решения задач, сформулированных пользователем, а задачей ее периферии сбор и регистрация исходных данных — значений параметров управляемого процесса, а также их обработка.

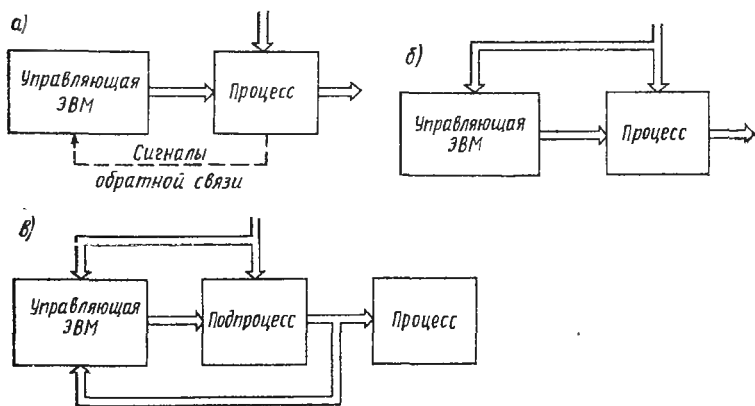


Рис. 14.1

Режимы работы управляющих ЭВМ можно подразделить на: режим пакетной обработки и режим реального времени.

Расчеты экономического и научно-технического характера выполняются в основном в пакетном режиме, когда момент обработки данных, а также фактическое время выполнения расчетов не оказывают влияния на конечный результат.

В дальнейшем будет рассматриваться режим работы управляющих микроЭВМ в реальном времени. Систему обработки данных можно определить как систему, получающую исходные данные, обрабатывающую их по соответствующей программе и выдающую полученные результаты с такой скоростью, которая обеспечивает своевременную реакцию системы на изменения, происходящие во внешней среде.

Время ответа T_a управляющей ЭВМ должно приблизительно соответствовать главной постоянной времени T процесса, которая

приближенно определяется временем регулирования T_p . Время регулирования T_p и граничная частота (частота среза) $f_{ср}$ связаны между собой в соответствии с теоремой Котельникова следующим соотношением: $T_p = \pi/\omega_{ср} = 1/2f_{ср}$.

При обеспечении стабилизации процесса и управления им управляющая ЭВМ и процесс могут непосредственно связываться за счет выхода ЭВМ в качестве прямого использования управляющего сигнала (рис. 14.1, а), либо составлять замкнутый контур (рис. 14.1, в). Если можно измерить помехи, оказывающие влияние на процесс, то их компенсируют специальной схемой, представленной на рис. 14.1, б. Управляющая ЭВМ может работать так же, как цифровой регулятор (рис. 14.1, в).

Рассмотрим теперь несколько конкретных примеров управляющих микроЭВМ.

14.2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МИКРОЭВМ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ РЕЗКИ КАТАНОЙ ЗАГОТОВКИ НОЖНИЦАМИ [25]

При использовании блюмингов, обжимных прокатных станов, а также линий непрерывной прокатки полученный прокат необходимо разделить на части с минимумом остатков (рис. 14.2). Если же не учитывать (малые) потери при прокатке (например, за счет образования окалины), то можно считать, что общее количество материала при прокатке остается постоянным. Таким образом, отвальцованная длина зависит от допусков на входной материал и конечного сечения. Вследствие этого может иметь место значительное расхождение в длине заготовки, что при постоянной программе резки приводит к появлению различных по величине остатков проката. Целевая установка программы оптимизации резки заключается в том, чтобы разделить катаную заготовку после отрезания головки, снабженной усадочными раковинами и включениями, на куски стандартной длины по возможности без остатков. При этом следует учитывать появление обусловленных технологией остатков на конце проката (пятки заготовки). Таким образом, выполняются три задачи:

- определение общей длины проката;
- расчет количества отрезков и их размеров в области допустимых значений;
- управление работой ножниц.

Технологический процесс для каждой заготовки начинается с измерения ее общей длины. Она определяется непосредственно до первого резания или в ходе прокатки без прерывания технологического процесса. В линиях непрерывного проката деление прокатанного металла на части осуществляется в тот момент, когда он еще находится между стойками. В этом случае общую длину непосредственно измерить нельзя. Необходимые измерения осуществляются методом подсчета импульсов от фотодиодов, на основе чего ЭВМ рассчитывает общую длину. Результат расчета запоминается

до появления сигнала начала разрезки заготовки ножницами. Заключительная резка заготовки осуществляется по нескольким длинам отрезков, которые учитываются измерительной системой. На их основе и рассчитывается общая длина.

Для оптимального разделения заготовки необходима следующая дополнительная информация о приемщике продукции; формате проката; марке стали; размере пятки заготовки.

Эти данные сообщаются оператором ножниц со своего пульта управления. Программа оптимизации запускается в вычислительной машине вручную по сообщению прерывания программы.

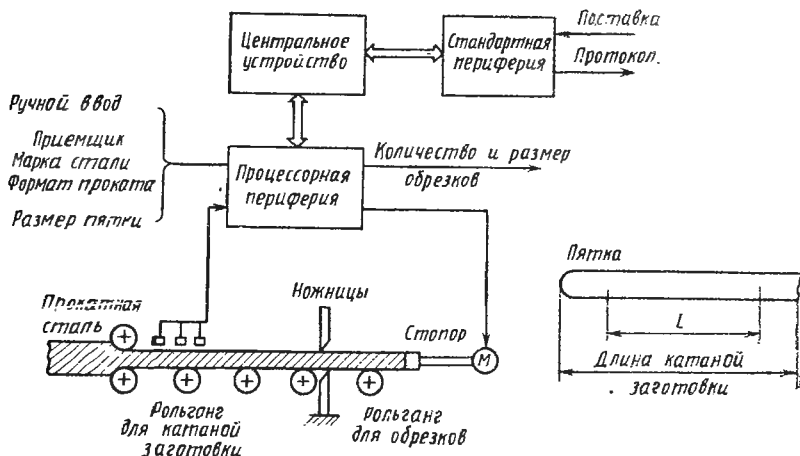


Рис. 14.2

Статическое уравнение при разделе длины L на постоянные отрезки стандартной длины l при использовании допусков: $L = y(l \pm \delta) + R$, где y — результирующая величина: число отрезков, l — постоянная стандартная длина, δ — допуск на резку, R — остаток, L — общая длина без потерь на обрезки.

В этом примере выходной величине регулируемого подпроцесса соответствует постоянная промышленная длина $l \pm \delta$; помехами являются потери проката, колебания допусков входного материала и конечного сечения заготовки, а также непостоянная длина обрезков, которая влияет на общую длину L . При оптимизации по математической модели требуемое измерение помех осуществляется в данном примере изменением длины катаной заготовки и обрезков. Для расчета оптимальной стандартной длины l общая длина L делится с учетом соответствующих допусков на максимальную и минимальную стандартные длины. Их сравнение приводит к принятию решения о возможности деления без остатков всей длины катаной заготовки на

конкретные длины. Если это невозможно, то расчеты выполняются с другим значением длины l . Если и в этом случае нет решения, то на остаток можно наложить различные ограничения:

последний кусок является остатком длиной больше стандартной;

последний кусок является остатком длиной меньше стандартной;

при выполнении серии последовательных расчетов катаная заготовка делится с учетом допусков на куски стандартной длины без остатка. Фрагмент блок-схемы программы приведен на рис. 14.3.

После получения оптимизационных расчетов начинает работать автоматический привод ножниц. Они осуществляют резку заготовки в соответствии с определенными значениями стандартной длины. Вначале выполняется сравнение действительной длины обрезков, полученной измерительной системой, с номинальным значением, после чего можно определить направление движения валков. При совпадении номинального и действительного значений движение заготовки прерывается.

Число и длина отрезанных заготовок учитывается и при необходимости используется для корректировки плана поставок.

Производственный контроль и учет более высокого уровня определяют длину отрезков по каждой заготовке и загрузке.

14.3. МИКРОКОНТРОЛЛЕР ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ АНТЕННЫ

Сервомеханизм антенны представляет собой исполнительный элемент, управляемый микропроцессором. Усилитель мощности использует широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Большое преимущество усилителя с ШИМ заключается в высокой эффективности его каскада мощности [27].

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) состоит из двух элементов: аналогового ключа, сравнивающего сигнал отсчета с сигналом обратной связи от потенциометра и биполярного преобразовате-

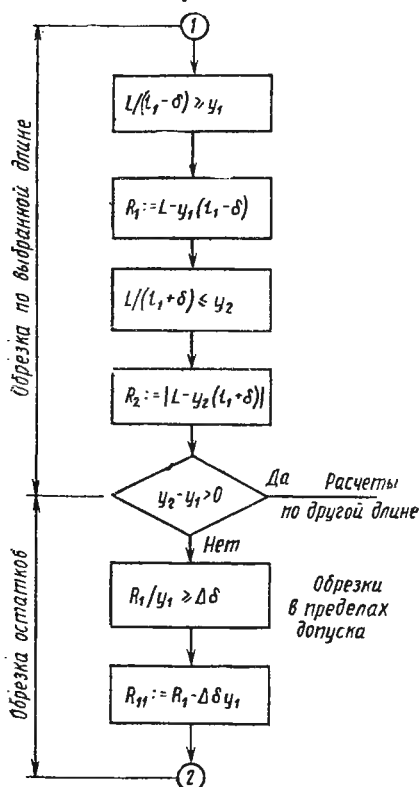


Рис. 14.3

ля аналог/цифра, которым является 8-разрядный (включая знак) преобразователь.

Цифровой управляющий элемент $W(z)$ реализует простой алгоритм управления $u_i = e_i + Be_{i-1} + Au_{i-1}$.

Модулятор ШИМ является счетчиком, управляемым ЭВМ. Схема работает следующим образом: после того как итерация алгоритма управления закончена, ЭВМ посылает абсолютное значение команды в счетчик, который начинает счет этих команд, пользуясь часами ЭВМ, и во время счета генерирует импульс.



Рис. 14.4

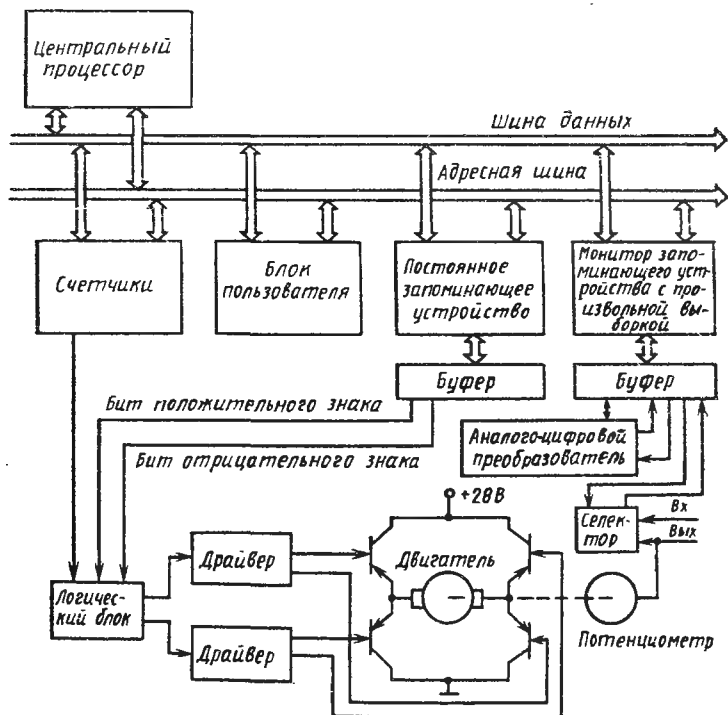


Рис. 14.5

В соответствии с заложенной логикой на выходе появляется импульс, знак и ширина которого определяются цифровым управляющим элементом $W(z)$. Выход ШИМ после усиления воздействует на двигатель.

На рис. 14.4 приведена для сравнения полоса частот для дискретного регулятора и аналоговой компенсационной схемы. Из-за того, что динамика схемы получается несколько лучше при большем числе разрядов слова, использовались 16-разрядные слова. Реализация замкнутого контура приведена на рис. 14.5.

14.4. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ВТОРИЧНОГО ЗЕРКАЛА ТЕЛЕСКОПА [27]

Для инфракрасного телескопа, установленного на «Шаттл», необходимо обеспечение устойчивости положения цели с точностью в 0,25 угловых секунд. Структурная схема системы показана на рис. 14.6.

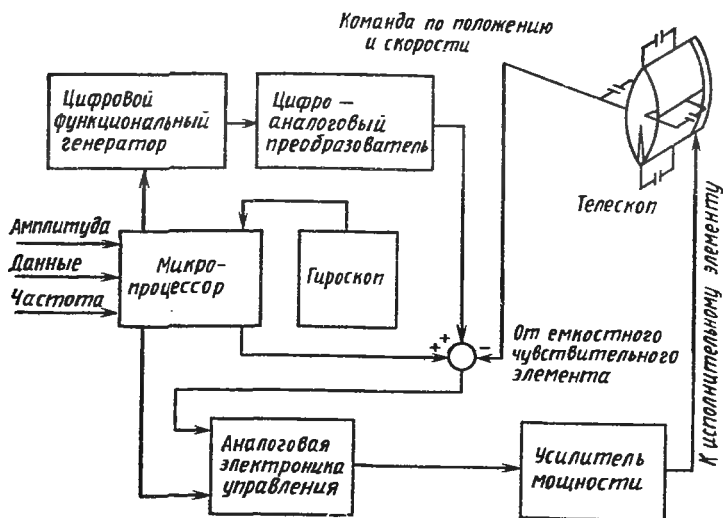


Рис. 14.6

Зеркало имеет свободу вращения вокруг вертикальной оси. Модель системы, используемая в полете, должна иметь две степени свободы вращения, хотя сканирование пространства должно происходить вокруг одной оси. Зеркало укреплено относительно оси, совпадающей с его вершиной. Гибкие подшипники устраняют гистерезис, связанный с обычными подшипниками. Максимальное угловое перемещение ограничено механическими упорами в диапазоне $\pm 1^\circ$. При действительных рабочих условиях сканирования амплитуды угловых перемещений ограничены в диапазоне ± 5 угловых минут при частотах от 0 до 20 Гц. Более значительная угловая свобода допускает настройку в более широком диапазоне и полезна во время начальной оптической установки.

Вторичное зеркало имеет очень быстроедействующий регулятор, на вход которого поступают команды по положению и по скорости. При обеспечении компенсации положения изображения входные ошибки положения от гироскопа, воспринимающего движение телескопа, используются для управления зеркалом. Точное управление положением изображения и оптической оси телескопа относительно его механической оси выполняются командами по положению. В телескопе эти команды передаются от главного вычислителя наведения и суммируются со специальными выходами от микропроцессора и с сигналами от емкостного чувствительного элемента. Управление зеркалом во время сканирования пространства производится специальным генератором формы волны, управляемым микропроцессором. Командная форма положения волны — трапецеидальная и формируется так, что для любой заданной частоты или амплитуды отношение между временем покоя и временем перехода поддерживается постоянным. Тем самым обеспечивается требование, что 90 % каждого цикла затрачивается на переход от двух крайних положений во время сканирования. Команда по скорости, вырабатываемая на основе трапецеидальной команды по положению, является серией импульсов, ширина которых приблизительно равна длине переходного периода.

Положение зеркала определяется при помощи дифференциальных измерений емкости между парой пластин и основанием, на котором закреплено зеркало. Можно измерить изменения в расстоянии до 2,5 нм между зеркалом и пластинами и, так как электроника чувствительного элемента использует частоту модуляции в 170 кГц, то потенциальная электромагнитная помеха от находящегося вблизи исполнительного элемента с его существенными токовыми импульсами по существу устраняется.

Закон регулирования является классическим пропорционально-интегриродифференциальным (ПИД), осуществленным на аналоговой электронике. Микропроцессор играет только вспомогательную роль из-за большой полосы частот закона регулирования. Микропроцессор управляет усилением, стартом, командной формой волны и т.д. Использование гибридной системы обеспечивает гибкость и возможность справиться со специальными нелинейными условиями, например, при запуске системы, сохраняя при этом быстроедействие аналогового регулятора.

14.5. ПРЯМОЕ ЦИФРОВОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

В случае прямого цифрового регулирования управляющая ЭВМ принимает на себя выполнение функций регулятора контура регулирования, который на рис. 14.7 обведен рамкой. Очень часто ЭВМ моделирует работу нескольких регуляторов R ; при этом осуществляется прямое цифровое многофункциональное управление процессом S . Каждая функция регулятора моделируется управляющей ЭВМ

последовательно во времени. Аппаратные и программные средства выполняют свои функции, как это представлено на рис. 14.8 для контура регулирования. Датчик номинальных значений, точка сравнения сигналов и регулятор реализуются в виде программных алгоритмов, а устройство сбора и регистрации измеренных величин и выдачи управляющих сигналов — в виде программируемого функционального устройства [25].

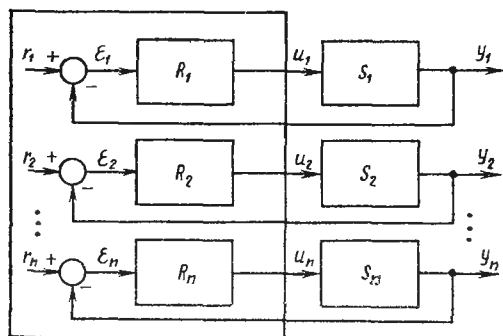


Рис. 14.7

На входе вычислительной системы осуществляется опрос сигналов процесса; они преобразуются в цифровые сигналы и представляются в виде приведенных к масштабу значений. На выходе осуществляется выдача рассчитанных цифровых

управляющих значений в соответствующие выходные каналы контуров управления и занесение их в регистр. Данная процедура осуществляется через мультиплексор, распределяющий управляющие сигналы по контурам.

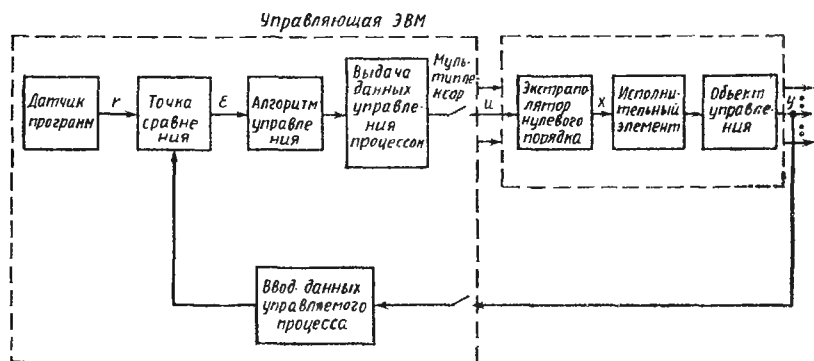


Рис. 14.8

Преобразование этого цифрового сигнала управления u в исполнительный сигнал x осуществляется периферийным функциональным устройством.

Для контроля работы контуров управления и ручного управления (в случае выхода из строя ЭВМ) необходимо предусмотреть индикацию номинальных и действительных значений.

Постановка задачи. Непрерывная (аналоговая) система, применяемая для стабилизации по крену малой тактической ракеты, представлена на рис. 14.9.

Система имеет следующие характеристики:

- передаточную функцию вида $W(s) = 0,035 (0,33s + 1) \times \times (0,28s + 1)/s (0,018s + 1)$;
- запас по фазе $\varphi = 50^\circ$;
- запас по амплитуде $L = 12$ дБ;
- частоту среза $f_{cp} = 2,5$ Гц;

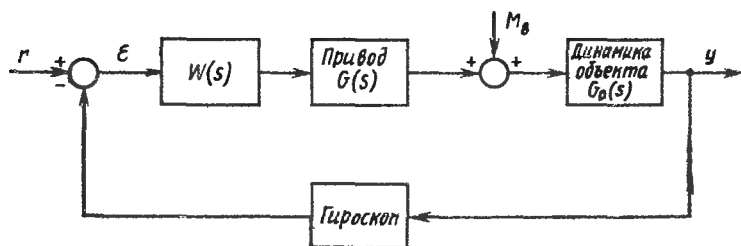


Рис. 14.9

- полосу пропускания замкнутой системы $F_a = 5$ Гц;
- возмущения:

начальные условия $\omega_x = 1$ рад/с;

возмущающий момент $M_b = 0,1 M_{b \max}$.

Требования к цифровому автопилоту: проектирование должно основываться на аналоговой схеме; вариации запаса по фазе не должны превышать 15° ; предельный цикл $< 0,09^\circ$; реакция на ступенчатое воздействие должна быть близка к реакции аналоговой схемы.

Цифровая компенсация, разомкнутый контур. Выберем частоту дискретизации f_r , по крайней мере в 6 раз больше, чем полоса пропускания замкнутого контура $f_r = 6F_a = 30$ Гц.

Экстраполятор нулевого порядка вызывает запаздывание по фазе $\Delta\varphi = \omega T/2$, и, следовательно, $f_r \geq \omega_{cp}/2\Delta\varphi_{\max} = 2\pi \cdot 2,5 / 15(\pi/180)2 = 30$ Гц.

Таким образом, частота дискретизации должна быть, по крайней мере, равной f_r , т. е. 30—40 Гц.

Компенсация была запрограммирована при различных длине слова и частотах дискретизации. Результаты следующие: $f_r = 30$ Гц, $W(z) = -0,123 + 0,275/(1 - 0,94z^{-1}) + 0,00167/(1 - z^{-1})$.

Итак, мы можем прийти к заключению: для $0 \leq \omega \leq \omega_{cp}$

$$1) W(s)|_{s=j\omega} \simeq W(z)|_{z=e^{j\omega T}};$$

2) достаточно 8-разрядной длины слова;

3) вариации запаса по фазе: $\varphi < 15^\circ$.

Проектирование цифрового замкнутого контура. Цифровая замкнутая система изображена на рис. 14.10. Передаточная функция $W(z)$ была рассмотрена в предыдущем пункте. Цифровая реализация компенсатора по крену представлена на рис. 14.11. Было найдено, что ее полоса пропускания аналогична полосе пропускания аналогового компенсирующего устройства. Теперь необходимо замкнуть контур тремя существенно нелинейными элементами: АЦП, вы-

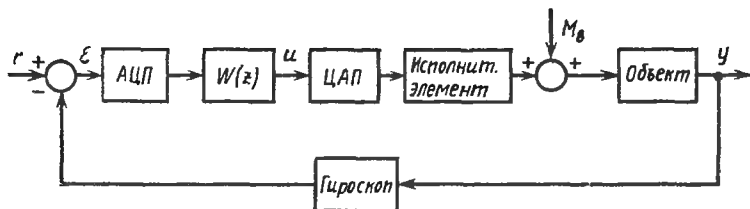


Рис. 14.10

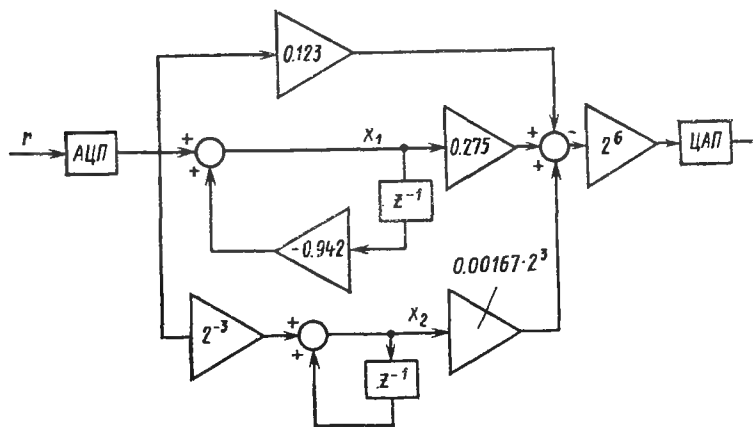


Рис. 14.11

числитель и ЦАП. При этом могут возникнуть различные нелинейные численные явления, например предельный цикл. Рассмотрим влияние длины слова. Величина предельного цикла (дБ) не должна превышать величины $\gamma_{\max}/2^C$, где $\gamma_{\max}$ — максимальное отклонение угла крена, $C + 1$ — число разрядов АЦП.

На рис. 14.12, а, б показаны реакции аналоговой и цифровой систем при $C + 1 = 8$ и $C + 1 = 12$. Из этих рисунков видно, что следует выбрать АЦП с 12 разрядами.

Микропроцессор должен иметь длину слова, равную 16 бит, по следующим причинам: он должен иметь то же число разрядов, что и АЦП, т. е. 12; масштабный множитель требует 3 бит смещения выхода АЦП. Таким образом, длина слова АЦП должна быть 15 бит;

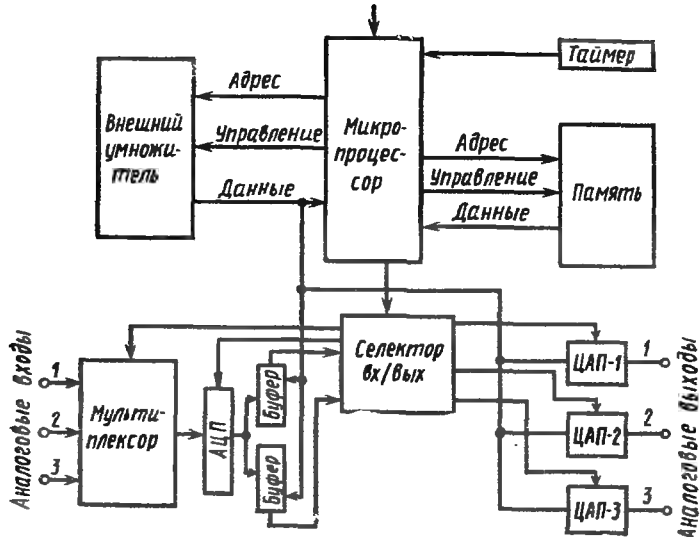


Рис. 14.12

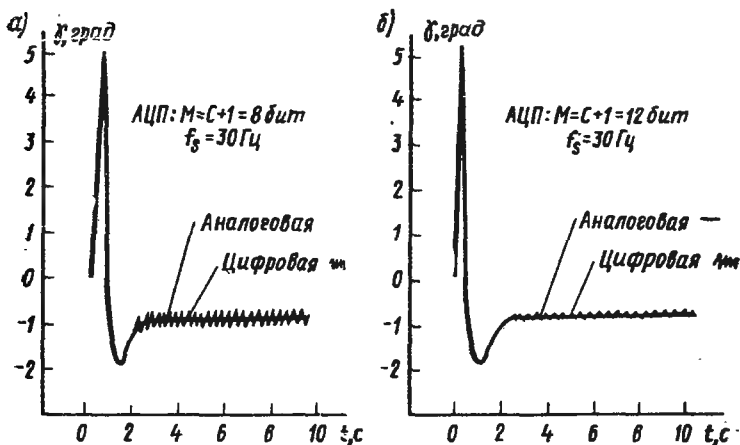


Рис. 14.13

уменьшение ошибки округления в алгоритме требует $C + 1 = 12$. ЦАП требует 8 разрядов для обеспечения гладкого поведения замкнутой цепи.

Эмпирически определенный масштабный множитель равен -3 . Он выполняет следующие функции: минимизирует предел насыщения переменной состояния x_1 (рис. 14.11); в случае насыщения $x_2(i)$ выход интегратора возрастает на множитель 2^8 .

Описание в переменных состоянии дискретного контроллера:

$$x_1(i) = \varepsilon(i) - 0,942 x_1(i-1);$$

$$x_2(i) = 2^{-3} \varepsilon(i) + x_2(i-1);$$

$$\text{вых } 1 = -0,123 \varepsilon(i) + 0,275 x_1(i) + 0,00167 \cdot 2^8 x_2(i);$$

$$\text{вых} = 2^6 \cdot \text{вых } 1.$$

На рис. 14.13 представлена возможная схема компенсатора, использующая микропроцессор. Естественно, что реальная схема включает контуры для стабилизации тангажа и рыскания. Время вычисления для стабилизации по крену 210 мкс. Память — около 272 байт.

14.7. ПРИМЕР РАСЧЕТА МИКРОЭВМ

Тактическая ракета с цифровым управлением [26]. Задача состоит в том, чтобы замкнуть аналоговый контур малой тактической ракеты цифровым оборудованием, имеющим один или несколько микропроцессоров.

Система состоит из электроники для обработки данных и чувствительного элемента, которым может быть лазер, телекамера, инфракрасный или миллиметровый радиолокатор. Положение цели передается в виде двумерного аналогового или цифрового сигнала. Сигнал от цели обычно заключается в окно, которое препятствует нежелательному шуму.

Система слежения управляет окном и направлением движения стабилизированного чувствительного элемента. Последний стабилизируется вращающейся массой и электронной системой, которая управляет угловым ускорением, скоростью вращения и прецессией стабилизирующего гироскопа.

Система наведения и навигации (рис. 14.14) использует пропорциональный закон наведения. Система навигации учитывает изменения параметров, таких, как, например, изменения массы, изменения в навигационной постоянной и поправку на ускорение свободного падения. Начальные условия передаются в компьютер, управляющий стартом. Автопилот стабилизирует ракету по крену и увеличивает аэродинамическое демпфирование рыскания и тангажа. Аэродинамические коэффициенты постоянны, но имеется ограниченный динамический диапазон и некоторые нелинейности в сервоприводе. Входные сигналы (ϑ , ψ , γ) в системе формируются гироскопами и обратной связью от сервопривода. Выходами являются команды ($\delta_1 \dots \delta_4$) к четырем управляющим органам. Имеется еще ряд вспомогательных функций самонаведения.

Система сопровождения имеет три подсистемы: W_1 , W_2 , W_3 . Причем W_1 отслеживает цель в окне, W_2 сохраняет центр окна на цели и W_3 управляет угловым направлением стабилизированного чувствительного элемента.

Величина окна x_s обратно пропорциональна расстоянию от цели $x_s \simeq k_0 / (R_0 - V_m t)$, где V_m — скорость ракеты, t — время полета, k_0 — коэффициент пропорциональности, R_0 — начальное расстояние ракеты от цели. Скорость определяется $\dot{x}_s(t) \simeq k_0 V_m / (R_0 - V_m t)^2 = [x_s(t)]^2 V_m / k_0$.

Задача состоит в том, чтобы предсказать размеры окна для следующей выборки чувствительного элемента. Интерполируя, получаем

$$x_s(i+1) = x_s(i) + \tau_r V_m x_s^2(i) / k_0.$$

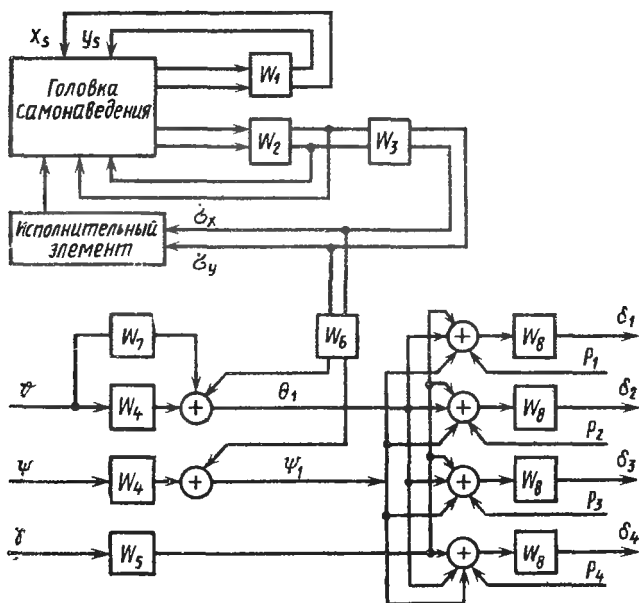


Рис. 14.14

Уравнение рассчитывается для x и y оси чувствительного элемента. Имеется два добавочных логических условия поиска $x_s(i+1) = 0$ и $x_s(i+1) = x_s(i)$. Блок-схема алгоритма для определения размера окна дапа на рис. 14.15.

Оценим вычислительную потребность для каждой подсистемы (оси) сопровождения:

число арифметических операций во время одного вычислительного цикла: 2 умножения, 4 простых операций;

память: ПЗУ — 40 слов, ЗУПВ ≈ 10 слов.

Время выборки для телекамеры, радиолокатора и лазерного сопровождения около 20 мс; разрешение чувствительного элемента — 0,5 %, следовательно, удовлетворяет 8-разрядное слово ($M=8$). т. е. 0,4 %.

Для обеспечения отношения входного сигнала к шуму в 40 дБ необходимо $M = C + 1 = 40/6 + 0,8 + 10/6 \lg 103 \leq 8$. Передаточная функция подсистемы W_2 имеет вид $W_2(z) = (az^{-2} + bz^{-1}) / (1 - z^{-1})^2$.

Вычислительные потребности (по каждой оси) для этой реализации: 2 умножения, 7 входных операций, ПЗУ $\simeq 40$ слов, ЗУПВ $\simeq 10$ слов, $C + 1 \leq 8$ разрядов.

Управление положением стабилизированной головки самонаведения дается передаточной функцией $W_3(s) = (s + 8)/(s + 80)^2$.

На основании z -преобразования ($\tau_r = 0,02$ с) получим дискретную передаточную функцию

$$W_3(z) = 0,0026 (1 - 0,85 z^{-1}) (1 + z^{-1}) / (1 - 0,00148 z^{-1})^2.$$

Вычислительные потребности (для каждого цикла): 4 умножения, 7 простых операций, ПЗУ $\simeq 70$ слов, ЗУПВ $\simeq 20$ слов,

$$N \leq -\log_2 (8 \times \times 0,02) e^{-8 \times 0,02} - \log_2 (2 \times \times 0,1) = 5,2, N \simeq 6 \text{ разрядов.}$$

Для обеспечения отношения входного сигнала к шуму квантования в 40 дБ необходимо

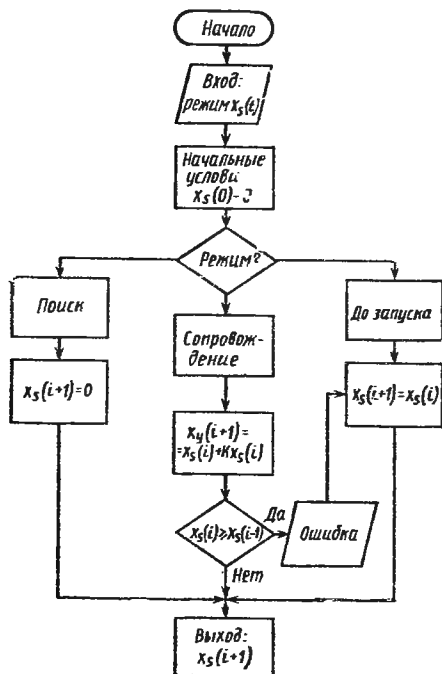
$$C + 1 \geq 40/6 + 0,8 = 7,5, M = 8 \text{ разрядов.}$$

Система навигации. В малых тактических ракетах система навигации обычно включает пропорциональный навигационный член и некоторую поправку на гравитацию на маршевом участке траектории наведения. В данной модели поправка на гравитацию: $W_7 = km \cos \vartheta$, а пропорциональный член навигации

$$\Theta_1(z) = W_6(z) \dot{\sigma}_x(z) + W_7(z);$$

$$\Psi_1(z) = W_6(z) \dot{\sigma}_y(z),$$

Рис. 14.15



где

$$W_6(z) = k_d \frac{1 - 0,54 z^{-1}}{1 + z^{-1}}.$$

Дискретные значения параметров: m — масса, k — коэффициент пропорциональности, k_d — коэффициент передачи, $\cos \vartheta$ (ϑ — угол тангажа), хранятся в памяти и используются в соответствующих точках траектории. Θ_1 — управляющее воздействие по тангажу, ψ_1 — управляющее воздействие по рысканию. Вычислительная потребность: тангаж — 5 умножений, 11 простых операций, рыскание — 2 умножения, 5 простых операций. ПЗУ $\simeq 30$ слов, ЗУПВ $\simeq 100$ слов.

Длину слова можно оценить, рассмотрев точность реализации требуемого навигационного полюса. В данном случае она приблизительно равна 1% ($\tau_r = 0,02c$). Следовательно,

$$N = \log_2(30 \times 0,02) (e^{-30 \times 0,02}) - \log_2 \frac{2 \times 0,01}{1} = 7,25,$$

т. е. $M \leq 8$ разрядов.

Арифметическую длину слова можно оценить следующим подходом. Мы требуем высокого отношения сигнала к шуму квантования, так как выходной сигнал дальше обрабатывается компенсационным контуром. Поэтому выберем $F = 60$ дБ, т. е.

$$C + i \geq (60/6) + 0,8 = 10,8 \quad \text{или} \quad M \simeq 10 \text{ разрядов.}$$

Автопилот и компенсационные контуры сервопривода. Передаточная функция по тангажу и рысканию

$$W_4(s) = s(s+6)/[(s+1)(s+100)(s+200)].$$

Передаточная функция по крену

$$W_5(s) = (s+4)(s+6)/[s(s+100)].$$

Компенсатор сервопривода

$$W_8(s) = (s+18)/(s+0,6).$$

Частота дискретизации выбрана на основе требования для экстраполятора нулевого порядка, вносящего запаздывание по фазе меньше, чем 20° . Для максимальной полосы частот замкнутой системы 10 Гц, получим $f_s = 100$ Гц,

$$f_s = f_{\max} 180/20.$$

На основании z -преобразования получим

$$W_4(z) = \frac{(1-z^{-1})(1-0,9417 z^{-1})(1+z^{-1})}{(1-0,99 z^{-1})(1-0,293 z^{-1})(1+0,218 z^{-1})};$$

$$W_5(z) = \frac{(1-0,961 z^{-1})(1-0,9417 z^{-1})}{(1-z^{-1})(1-0,2934 z^{-1})};$$

$$W_8(z) = \frac{1-0,8344 z^{-1}}{1+0,0994 z^{-1}}.$$

Вычислительная потребность: 20 умножений, 52 простых операций, ПЗУ $\simeq 120$ слов, ЗУПВ $\simeq 400$ слов.

Длину слова можно оценить, рассмотрев наименьший полюс. В этом случае требуется точность в 30 % и, следовательно,

$$N \geq -\log_2(0,6 \times 0,01) e^{-0,6 \times 0,01} - \log_2(0,6 \times 0,3) \simeq 10,$$

т. е. $M = 10$ разрядов.

Арифметическую длину слова можно определить таким же образом, как и в случае системы навигации, т. е. $M = 10$ разрядов.

Для определения длины слова АЦП необходимо заметить, что диапазон динамики чувствительного элемента не лучше 0,001, поэтому для АЦП достаточно взять $M = 10$.

В случае ЦАП длина слова $M = 7$, так как динамический диапазон исполнительного элемента равен 0,01.

Имеется еще ряд добавочных функций, которые включаются в бортовой вычислитель, а именно: самопроверка и испытание всех других функций; процесс пуска; логика безопасности.

Вычислитель.

Подведем итоги для определения вычислительной мощности микроЭВМ, которые сведены в табл. 14.1—14.3.

Таблица 14.1

Задача	Число, дискрет/с	Число, умн/с	Полное число, умн/с
Изменение размера окна	50	4	200
Изменение центра	50	4	200
Направление чувствительного элемента	50	8	400
Наведение	50	10	500
Автопилот	100	20	2000
		Всего	3300

Таблица 14.2

Задача	Число, дискрет/с	Число простых, оп/с	Полное число, оп/с
Изменение размера окна	50	8	400
Изменение центра	50	14	700
Направление чувствительного элемента	50	14	700
Наведение	50	16	800
Автопилот	100	52	5200
Другие функции	50	20	1000
		Всего	8800

Задача	Объем ПЗУ, слов	Объем ЗУПВ, слов
Изменение размера окна	20	80
Изменение пентра	20	80
Направление чувствительного эле- мента	40	140
Наведение	60	200
Автопилот	120	400
Другие функции	140	370
30% запаса	120	400
Всего	520	1670

На практике выбирают вычислительную мощность с запасом в 30 %, учитывая это, требуется арифметическое устройство, выполняющее 4300 умн/с и 11 500 оп/с. Полагая, что умножение приблизительно в 20 раз медленнее, чем простая операция, требуется микроЭВМ со скоростью вычисления простой операции в 10 мкс.

Длина слова:

ЗУПВ $\simeq$ 8 разрядов (все функции кроме автопилота);

ПЗУ $\simeq$ 10 разрядов;

АЦП слежения: 4 канала, 8 разрядов, частота 50 Гц;

автопилот: 7 каналов, 10 разрядов, частота 100 Гц;

ЦАП слежения: 5 каналов, 8 разрядов, частота 50 Гц;

автопилот: 4 канала, 7 разрядов, частота 100 Гц.

Вычислительная система подразделяется на две слабо связанные подсистемы, а именно:

подсистема самонаведения, имеющая следующие характеристики:

длина слова: на входе, в арифметическом устройстве и на выходе 8 разрядов;

вычислительные потребности: 1000 умн/с, 2400 оп/с,

ПЗУ 80 слов, ЗУПВ 400 слов, АЦП: 4 канала, 8 разрядов, ЦАП: 5 каналов, 8 разрядов;

автопилот, система навигации и другие функции: (рис 14.16 и 14.17);

длина слова: 10 разрядов;

вычислительные потребности: 3300 умн/с, 9100 оп/с, ПЗУ $\simeq$ 440 слов, ЗУПВ $\simeq$ 1300 слов, АЦП: 7 каналов, 10 разрядов, ЦАП: 4 канала, 7 разрядов.

Основная трудность — 10-разрядная длина слова, так как 12-разрядные микрокомпьютеры мало распространены, поэтому лучше выбрать двойную длину слова или 16-разрядный компьютер.

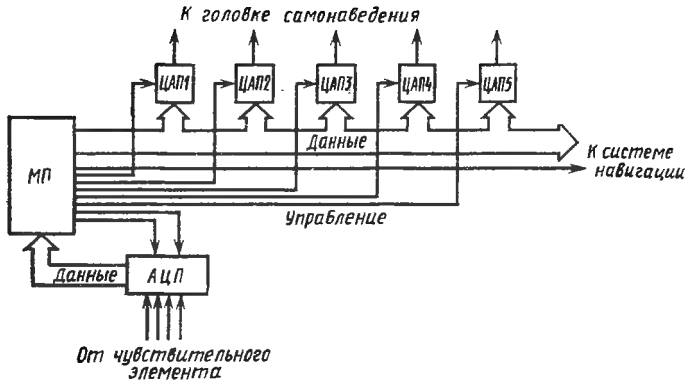


Рис. 14.16

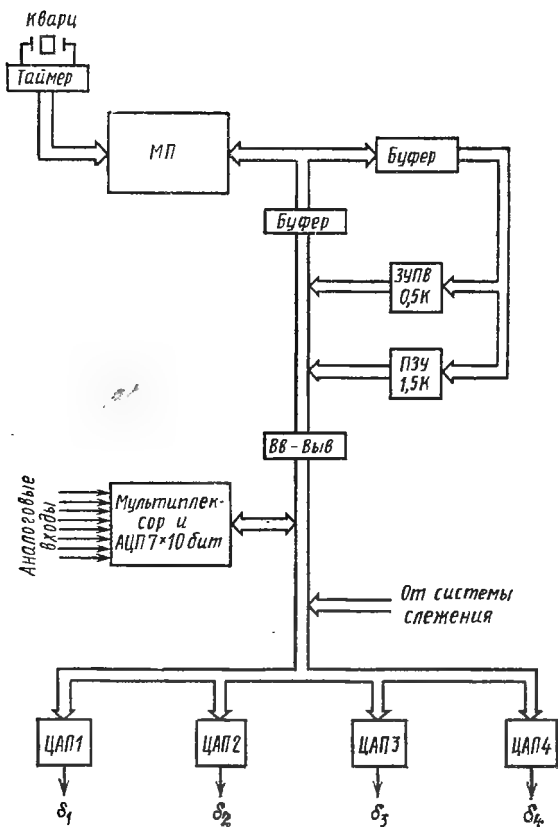


Рис. 14.17

Применение микропроцессора для обычных задач регулирования показывает, что этот цифровой регулятор обладает более значительной гибкостью, чем обычный аналоговый регулятор. Поэтому можно осуществить цифровые многоцелевые регуляторы, которые при помощи стандартных алгоритмов и их соответствующих соединений могут подключаться к сложным структурам автоматического регулирования.

На рис. 14.18, *а* приведена структура автономного цифрового многоканального регулирования. Ввод и вывод осуществляются аналоговыми измерительными и исполнительными устройствами, причем измерительный сигнал преобразуется 10-разрядным АЦП, а уставка преобразуется 8-разрядным ЦАП. С помощью такого многоцелевого регулятора можно обслужить n отдельных регуляторов алгоритмами типа ПИД [27].

При соответствующей обработке входа/выхода в периферии регулятора число n регулируемых контуров прежде всего ограничивается временем вычисления и считывания. Для контуров регулирования $n = 2$ минимальное время считывания равно 50 мс, вследствие чего практически можно обслужить 10 контуров регулирования.

Уставки и параметры регулирующего алгоритма, содержащиеся в памяти, можно изменять от руки или программным способом. На рис. 14.18, *б* показана программа запуска для заданных начальных условий, содержащихся в памяти.

Описанный цифровой многоцелевой регулятор на микропроцессорной базе использует непрограммируемую микроЭВМ. Его функции могут изменяться через обмен со специальным устройством.

Цифровой принцип построения такого микропроцессорного регулятора облегчает создание иерархических автоматизированных систем.

На рис. 14.19 показана структура цифрового многоцелевого регулятора с 8-разрядным микропроцессором.

С одним таким регулятором, имеющим m входов x_i и n выходов y_i , можно реализовать в мультиплексном режиме n отдельных систем регулирования с алгоритмами регулирования типа ПИД с различными уставками и коэффициентами, входящими в закон регулирования.

Рассмотрим структуру для 4-канального регулятора. Первые два рабочих канала 1 и 2 обеспечивают максимальное использование двух каскадных цепей регулирования, причем задающий и следящий регулятор используют каждый канал. Оба следующих канала 3 и 4 предусмотрены для двух одноконтурных цепей регулирования. Для каждого из четырех каналов регулирования применяется своя уставка и можно задать максимум 16 измерительных сигналов, проходящих через аналоговые АФ и цифровые ЦФ фильтры (четы-

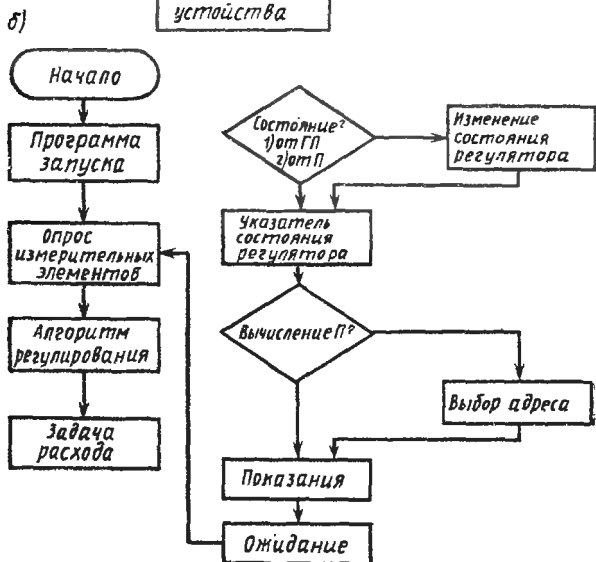
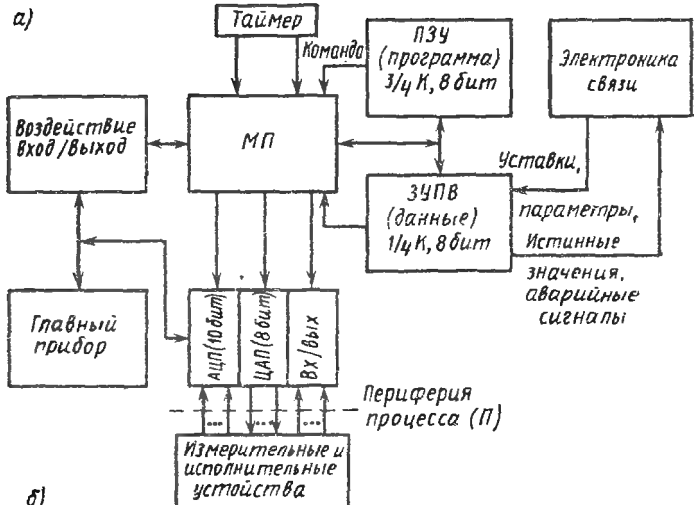


Рис. 14.18

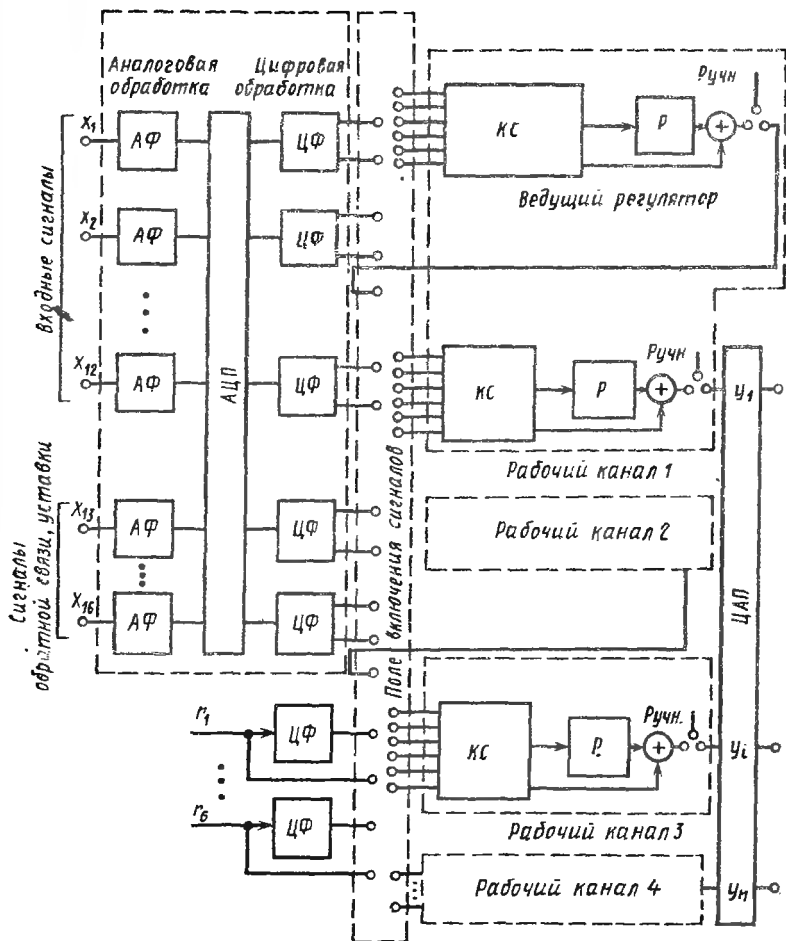


Рис. 14.19

ре из них служат для ввода обратной связи). Поэтому 12 входов могут заполняться какими угодно величинами регулирования или вспомогательными величинами. Всего для каждой цепи регулирования используются, следовательно, три аналоговых входных сигнала (регулируемая величина и две вспомогательных). К каждому рабочему каналу 1 — 4 могут подключаться максимум 6 входных сигналов уставки r_i . Каждая связь между всеми измерительными сигналами и уставками, с одной стороны, и входами каналов регулирования P , с другой, осуществляется не при помощи проводной связи входов и выходов регуляторов, а через конфигурацию математического обеспечения при помощи программно включаемых сигналов, т. е. через коммутатор сигналов КС.

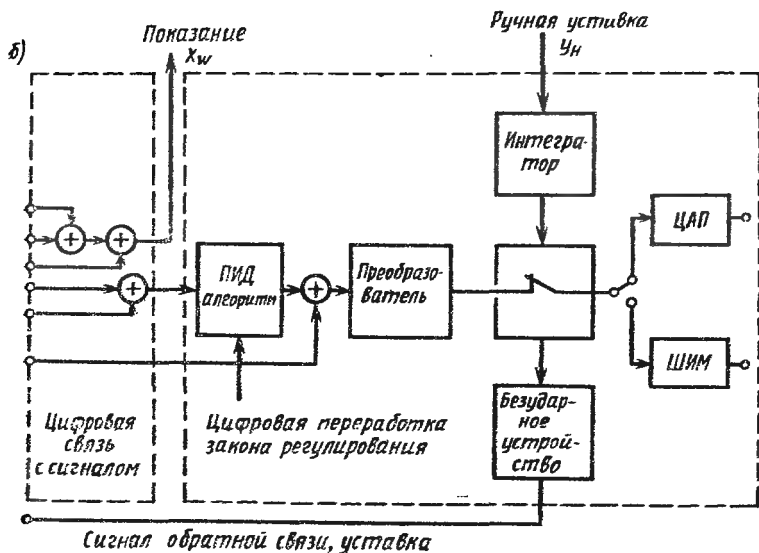
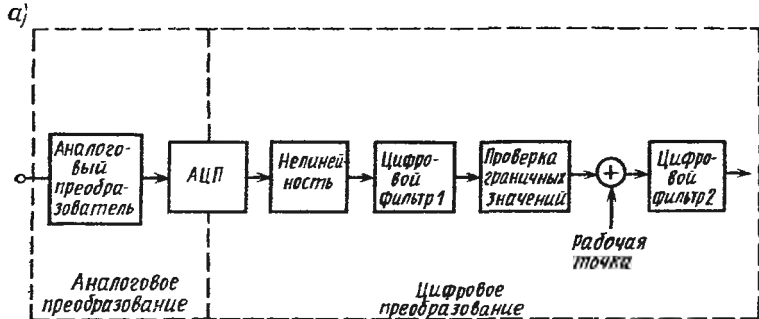


Рис. 14.20

Для микропроцессорного регулятора можно использовать структуру переработки сигнала, которая может представлять различные варианты (рис. 14.20, а, б). Для каждой измеряемой величины нужно осуществить требуемую предварительную переработку (см. рис. 14.19), которая предусматривает как аналоговые операции (например, преобразование ток-напряжение, аналоговая фильтрация), так и цифровые операции. В частности, можно осуществить коррекцию нелинейности, например, при изменении потока через дроссельное устройство. Блок устраняет интегральное насыщение при переходных процессах, связанных с пуском или при больших изменениях уставок.

Ручная или автоматическое включение организуется при помощи сравнения уставки регулятора или ручной уставки цепи обратной связи.

Все эти главные и вспомогательные функции микропроцессорный регулятор осуществляет через специальное программное обеспечение, которое является составной частью его программного обеспечения.

14.9. МИКРОПРОЦЕССОР КАК ОСНОВА НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ

Описанные в 14.8 управляющие и регулирующие системы с применением микроЭВМ образуют фундамент для современных иерархических систем автоматизации. Это поясняется иерархической структурой (рис. 14.21), которая удовлетворяет требованиям гибкости и способности приспосабливаться.

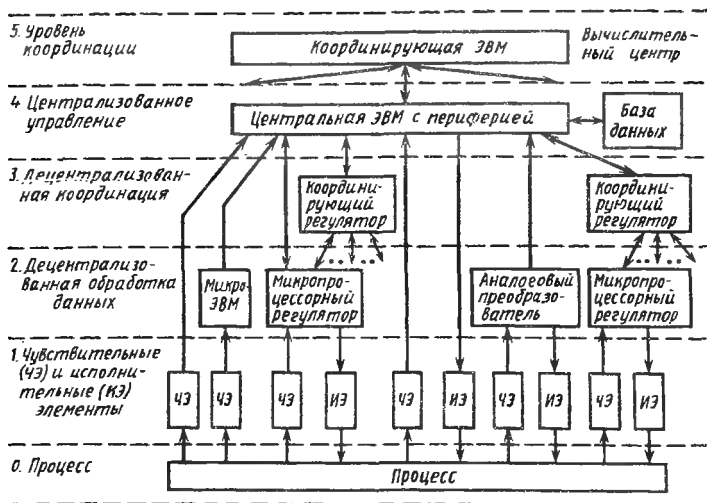


Рис. 14.21

Тенденции увеличения применения микроЭВМ в последние годы в системах автоматизации имеют следующие причины:

разнообразие функций для управления и регулирования (не только обеспечение функций управления и вычисления, но и функций контроля, оценки надежности и т.д.);

установление иерархии автоматических устройств через функционально децентрализованное (уровень 3 рис. 14.21) координированное управление. При таком децентрализованном управлении можно преодолевать большие расстояния между микропроцессорными ЭВМ и центральной ЭВМ.

На рис. 14.22 представлена структурная схема системы, в которой первичные управляющие и регулирующие функции осуществляются микроЭВМ, распределенными (децентрализованными) в пространстве. На микроЭВМ подаются команды от центральной ЭВМ при помощи последовательной передачи данных по коаксиальным кабелям. Такого рода последовательная передача информации при одновременном уменьшении ее объема, поступающего в центральную машину, ведет к заметному уменьшению стоимости (порядка 50 % общей стоимости) установки и кабелей по сравнению с обычным централизованным управлением.

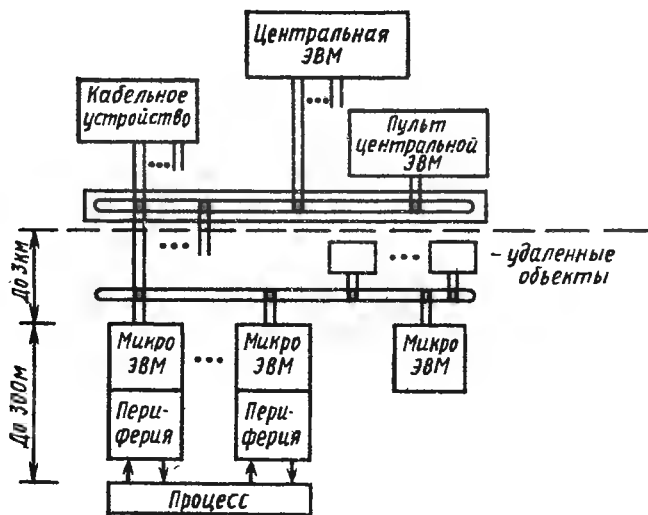


Рис. 14.22

Кроме того, появляется возможность координации и оптимального управления отдельным процессом. Проектирование таких децентрализованных систем дает дальнейшие возможности, как, например, сравнительную развязку отдельных уровней и децентрализованных микропроцессоров, кроме того, возможна аппаратная и программная полезная избыточность, а также возможности контроля и диагностики. Правда, можно ожидать некоторого усложнения проблемы надежности программного обеспечения.

На рис. 14.23 показано включение многоканального микропроцессорного регулятора в многоуровневую систему. Для простых задач можно использовать последовательную шину, причем каждый регулятор в некоторой степени играет самостоятельную роль в функционально-децентрализованной системе. Более сложные задачи могут решаться при помощи регулятора, который по меньшей мере включает периферию контуров регулирования. Базисным элемен-

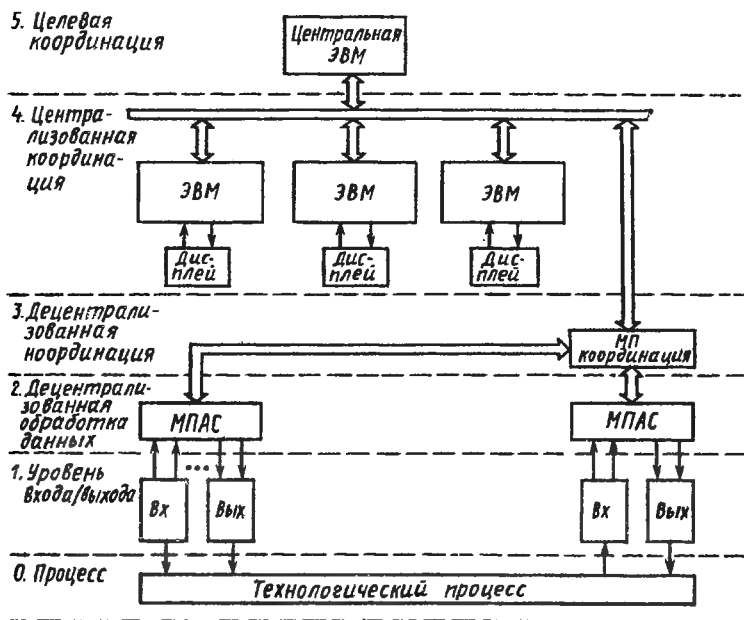


Рис. 14.23

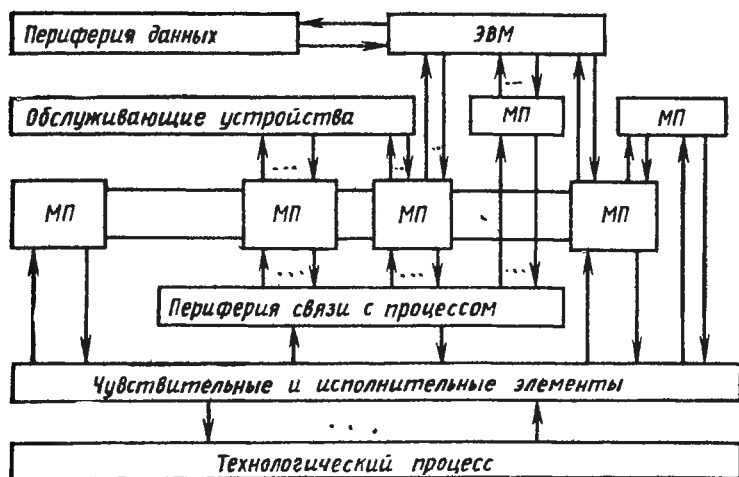


Рис. 14.24

том этой системы может служить ЭВМ, не обладающая собственной периферией. В качестве ведущего устройства для центральной координации служат несколько дисплеев с клавиатурами. Дальнейшее развитие этой сложной иерархической схемы автоматизации возможно при помощи ее соединения с АСУП.

На рис. 14.24 представлена микроэлектронная система управления, здесь показаны важнейшие из ее возможностей взаимодействия между отдельными устройствами. Бинарные возмущения можно передавать кабелем из базисной машины или использовать информацию о них, содержащуюся в программированной памяти микропроцессорного регулятора.

Для преодоления больших расстояний (свыше 3—5 км) можно использовать телеуправление.

14.10. РЕГУЛИРУЮЩИЙ МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ КОНТРОЛЛЕР РЕМИКОНТ Р-100

На основе тщательного изучения задач автоматического регулирования большого числа объектов энергетической, металлургической, химической и других отраслей промышленности был создан регулирующий микропроцессорный контроллер Ремиконт Р-100, который в принципе заменяет пользователю набор из 64 работающих приборов*. Архитектура Ремиконта Р-100 (в дальнейшем просто Ремиконта) представляет собой изделие, настраиваемое и функционирующее привычным для специалиста по автоматике образом. Виртуальная (возможная) структура Ремиконта состоит из алгоритмических блоков (алгоблоков), библиотеки алгоритмов, средств ввода-вывода информации и средств связи с оператором.

Алгоблок реализован программно и в функциональном отношении эквивалентен отдельно взятому аналоговому прибору.

В Ремиконте могут быть задействованы до 64-алгоблоков, работающих либо независимо друг от друга, либо образующих многосвязную систему.

Библиотека алгоритмов управления Ремиконта, так же как и алгоблока, реализована программно. Ее состав сформирован на основе тщательного изучения задач автоматического регулирования большого числа объектов управления различных отраслей промышленности.

Алгоритм настраивается на решение конкретной задачи с помощью коэффициентов, наименования которых (например, время интегрирования, уровень ограничения и т. п.) хорошо знако-

* Иордан Г. Г., Певзнер В. В. Регулирующий микропроцессорный контроллер Ремиконт Р-100 // Микропроцессорные средства и системы. 1984. № 2. С. 75—79.

мы надладчиками традиционных систем регулирования. Алгоритм в процессе программирования можно помещать в любой алго-блок и использовать многократно.

Ремиконт включает в себя микропроцессорный вычислитель, устройство связи с объектом УСО, устройство связи с оператором, внутриблочную интерфейсную связь (блок состоит из 23 модулей), модуль межинтерфейсной связи, устройства пита-ния.

В состав микропроцессорного вычислителя входят процессор, функциональный расширитель процессора, дополняющий про-цессор и выполняющий задачи формирования сигналов преры-вания, сброса, блокировки ОЗУ и др.; оперативное запоминаю-щее устройство, постоянное запоминающее устройство, исполь-зуемое как память программ емкостью 8 Кбайт.

Модули ПРЦ и ФРП обрабатывают информацию в соответ-ствии с заданной программой. Процессор построен на базе МП серии К580.

В модулях ПЗУ «защито» программное обеспечение контрол-лера.

В модулях ОЗУ хранится информация, которую может из-менять оператор (информация о выбранных алгоритмах управ-ления, об установленной конфигурации, коэффициентах, режи-мах, задании, времени цикла и т. д.), накапливающаяся инфор-мация, формирующаяся в процессе выполнения динамических алгоритмов.

Для сохранения запрограммированной и накапливающейся информации при отключении питания от сети используются ба-тареи сухих элементов.

Устройство связи с объектом (УСО) состоит из аналого-циф-рового преобразователя, цифроаналогового преобразователя, дискретно-цифрового преобразователя, цифродискретного пре-образователя, цифроимпульсного преобразователя, разделите-ля гальванического.

Конструктивное исполнение Ремиконта имеет два варианта — приборное и шкафное. Это обусловлено тем, что Ремиконт мо-жет применяться как для автоматизации сравнительно неболь-ших объектов, когда весь объем задач решает один контроллер, так и в распределенных АСУ ТП, в которых используется боль-шое число контроллеров.

Ремиконт в приборном исполнении размещается в автоном-ном кожухе, а в шкафном исполнении — в шкафу, в котором по-мещается до четырех котроллеров.

Конструктивную основу обоих исполнений составляет блоч-ный каркас с 23 модулями. С помощью двух разъемов модуль подключается к внутриблочному интерфейсу, который логически соответствует интерфейсу И-41. Из 23 мест блочного каркаса 9 отводится под модули, входящие в базовый комплект, т.е.

модули микропроцессорного вычислителя, индикации и сигнализации отказа. Остальные 14 мест распределяются между модулями УСО в процессе проектной компоновки контроллера. Планируется дополнить Ремиконт портами для подключения к интерфейсам последовательной и магистральной связей.

Настройка и контроль алгоблоков Ремиконта осуществляется посредством панели оператора, которая подключается к контроллеру через разъем и может удаляться от него на расстояние до 3 м. При работе с панелью оператора используется принцип избирательного управления: оператор устанавливает на панели номер алгоритма и проводит его настройку. В процессе настройки выбирается алгоритм управления, устанавливается конфигурация, определяющая связи входов и выходов алгоблока, коэффициенты и сигналы задания, выбирается режим управления. Все эти действия выполняются на основе простых правил без привлечения методов и средств формального программирования. После того как алгоблок настроен, панель оператора может использоваться для избирательного оперативного контроля за его работой.

Процедура технологического программирования включает три этапа: программирование общих параметров, программирование алгоблоков, оперативное управление.

Оператор, нажимая на клавиши панели оператора, настраивает Ремиконт на выполнение определенной задачи (алгоритмической). Свои действия оператор контролирует с помощью ламповых и цифровых индикаторов на панели оператора.

Для программирования общих параметров Ремиконта предусмотрены следующие операции: останов Ремиконта, пуск Ремиконта, общее обнуление, когда все блоки (алгоблоки) освобождаются от алгоритмов управления, все связи алгоблоков разрываются, все коэффициенты, сигналы задания, накопленные значения сигналов, выходные сигналы устанавливаются равными нулю, тестирование, установка комплектности, установка времени цикла, контроль входов, идентификация ошибок.

Программирование алгоблоков ведется по избирательному принципу (предварительно устанавливаются номера зон управления и алгоблока); при этом используются следующие процедуры: выбор алгоблока, выбор алгоритма, установка конфигурации (входы алгоблоков соединяются с входами Ремиконта или выходами алгоблоков, а выходы алгоблоков соединяются с выходами Ремиконта или задатчиками других алгоблоков); установка коэффициентов, контроль алгоблоков, обнуление алгоблока.

Рассмотрим краткую характеристику некоторых используемых в Ремиконте алгоритмов.

Алгоритм интегрирования ИНТ (код 22) * интегрирует сигнал ошибки $\varepsilon(t)$, образованный разностью между суммой трех входных сигналов и сигнала задания. Выходной сигнал алгоритма является дискретным аналогом непрерывного сигнала:

$$x_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{T_1} \int_0^t [x_{\text{здн}} - x_1(t) - k_2 x_2(t) - k_3 x_3(t)] dt,$$

где T_1 — постоянная времени интегрирования, $x_{\text{здн}}$ — сигнал задания, $x_1(t)$, ..., $k_3(t)$ — входные сигналы, k_2 , k_3 — коэффициенты усиления входных сигналов.

На выходе алгоблока интегрирования установлен ограничитель с наименьшим H_1 и наибольшим H_2 порогами. Если $H_1 > x_{\text{вых}}(t) > H_2$, то выходной сигнал замораживается, т. е. подерживается на уровне H_1 или H_2 .

После суммирования трех входных сигналов, если это необходимо, производится фильтрация суммы с помощью фильтра нижних частот, имеющего передаточную функцию $W_\Phi(s) = +1/(T_\Phi s + 1)$.

Для плавного изменения постоянной времени интегрирования в алгоблоке ИНТ предусмотрена автоподстройка, которая проводится по следующему закону: $\bar{T}_1 = T_1(1 + k_5 x_5)/13$, где $\bar{T}_1$ — текущее значение постоянной времени, T_1 — заданное значение постоянной времени, k_5 — масштабный коэффициент, x_5 — сигнал автоподстройки, поступающий на вход алгоблока.

Алгоритм кусочно-линейного преобразования КУС (код 40) формирует нелинейную функцию в виде кусочно-линейной функции $y = F(x)$ от суммы входных сигналов $x = \sum_{i=1}^5 x_i$. Эта функция

образуется шестью отрезками, четыре из которых имеют произвольный наклон, а два крайних — горизонтальны. На выходе сумматора, формирующего сигнал x , установлен фильтр нижних частот для подавления помех.

Алгоритм стандартного аналогового регулирования РАС (код 01) реализует ПИД-закон регулирования, а также П-, ПИ-, ПД-законы (как частные варианты). Термин «аналоговое регулирование» использован разработчиками Ремиконта, чтобы подчеркнуть, что цифровые коды регулирующего воздействия поступают в ЦАП и преобразуются в кусочно-непрерывный сигнал напряжения постоянного тока в интервале ± 10 В.

Алгоритм формирует сигнал рассогласования ε и осуществляет его пропорционально-интегрально-дифференциальное преобразование. Непрерывный вариант такого преобразования определяется передаточной функцией

* Порядковый номер алгоритма.

$$W_p(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = k_n [1 + 1/(T_n s) + T_d s / (0,125 T_d s + 1)],$$

где k_n — коэффициент усиления регулятора; T_n , T_d — постоянные времени интегрирующего и дифференцирующего звеньев.

Сигнал рассогласования ε формируется в виде разности между суммой пяти входных сигналов x_1 — x_5 и сигнала задания $g(t)$. Сигналы x_1 , x_2 , x_3 , поступающие на три первых входа, суммируются и проходят через фильтр нижних частот, служащий для подавления помех и имеющий передаточную функцию

$$W_\Phi(s) = y_\Phi(s)/(x_\Phi(s)) = 1/(T_\Phi s + 1),$$

где T_Φ — постоянная времени фильтра; $x_\Phi = x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3$.

В этом алгоритме (РАС) предусмотрены нелинейные элементы, реализующие зону нечувствительности, ограничение на уровень выходного сигнала, а также нуль-орган, формирующий дискретные команды на выходах алгоблока.

Всю совокупность используемых алгоритмов можно разделить на следующие группы:

1) алгоритмы ПИД-аналоговые, применяются либо для управления пропорциональными механизмами, либо в качестве корректирующих в каскадных схемах;

2) алгоритмы ПИД-импульсные; предназначены для управления исполнительными механизмами постоянной скорости;

3) алгоритмы динамических преобразований;

4) алгоритмы математических операций;

5) алгоритмы нелинейных преобразований;

6) алгоритмы управляющей логики; используются в основном для обработки дискретных сигналов в процессе пуска, останова или изменения режима работы агрегата.

С помощью алгоритмов 3, 4, 5 формируются сигналы статической и динамической коррекции.

В заключение следует отметить, что Ремиконт поступает с завода-изготовителя полностью готовым к работе и для его запуска не нужны услуги посреднических организаций. Нажатием небольшого числа функциональных клавиш его легко настроить на решение требуемой алгоритмической задачи непосредственно на объекте. Наладчику традиционных аналоговых систем регулирования, не знакомому ни с вычислительной техникой, ни с программированием, требуется на это несколько часов. Так же просто и быстро вносятся изменения или дополнения в проект автоматизации. Функциональные возможности и гибкость Ремиконта достаточны для решения подавляющего числа задач, возникающих при автоматическом регулировании большинства непрерывных и непрерывно-дискретных объектов и технологических процессов.

1. Солодовников В. В., Плотников В. Н., Яковлев А. В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. Учебное пособие для вузов. — М.: Машиностроение, 1985.
2. Кессиди Ф. Х. От мифа к логосу. — М.: Мысль, 1972.
3. Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления. — М.: Наука, 1970.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1970.
5. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления. Особые линейные и нелинейные системы. — М.: Энергоиздат, 1981.
6. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. — М.: Наука, 1977.
7. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления. — М.: Машиностроение, 1986.
8. Иванов В. А., Ющенко А. С. Теория дискретных систем автоматического управления. — М.: Наука, 1983.
9. Техническая кибернетика: Кн. 2. / Под ред. В. В. Солодовникова. — М.: Машиностроение, 1967.
10. Солодовников В. В., Коньков В. Г. Учебное пособие по курсу «Теория автоматического регулирования»: Методы исследования линейных нестационарных систем. — М.: МВТУ, 1983.
11. Яковлев А. В. Частотный анализ переходных процессов в импульсных системах электроавтоматики // Электричество. 1968. № 4. С. 84—87.
12. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1975.
13. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. — М.: ГИТТА, 1954.
14. Тэлор Дж., Пестель М. Анализ и расчет нелинейных систем автоматического управления. — М.: Энергия, 1964.
15. Цыпкин Я. З. Элементы теории цифровых автоматических систем. Труды первого международного конгресса ИФАК. — М.: АН СССР, 1961.
16. Федоров С. М., Литвинов А. П. Автоматические системы с цифровыми управляющими машинами (теория и проектирование). — М.—Л.: Энергия, 1965.
17. Микропроцессоры: В 3-х кн. Кн. 1. Архитектура и проектирование микроЭВМ. Организация вычислительных процессов: Учеб. для вузов / П. В. Нестеров, В. Ф. Шаньгин, В. Л. Горбунов и др. / Под ред. Л. Н. Преснухина. — М.: Высшая школа, 1986. 495 с., ил.
18. Микропроцессоры: В 3-х кн. Кн. 2. Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы: Учеб. для вузов / В. Д. Вернер, Н. В. Воробьев, А. В. Горячев и др. / Под ред. Л. Н. Преснухина. — М.: Высшая школа, 1986. — 383 с., ил.
19. Микропроцессоры: В 3-х кн. Кн. 3. Средства отладки, лабораторный практикум и задачник: Учеб. для вузов / Н. В. Воробьев, В. Л. Горбунов, А. В. Горячев и др. / Под ред. Л. Н. Преснухина. — М.: Высшая школа, 1986. 351 с., ил.
20. Балашов Е. П., Пузанков Д. В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы: Учебное пособие для вузов / Под ред. В. Б. Смолова. — М.: Радио и связь, 1981. — 328 с., ил.

21. Бедрековский М. А., Кручинкин Н. С., Подольн В. А. Микропроцессоры.—М.: Радио и связь, 1981. — 72 с., ил.

22. Микропроцессоры системы программирования и отладки / В. А. Мясников, М. Б. Игнатьев, А. А. Кочкин и др. / Под ред. В. А. Мясникова, М. Б. Игнатьева. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 272 с., ил.

23. Григорьев В. Л. Программное обеспечение микропроцессорных систем.—М.: Энергоатомиздат, 1983.—208 с., ил.

24. Цифровой процессор обработки сигналов с аналоговыми устройствами ввода-вывода. Методические рекомендации / Под ред. А. А. Ланне. — Л.: ВАС, 1985.—88 с.

25. Фритч В. Применение микропроцессоров в системах управления.—М.: Мир, 1984. — 464 с., ил.

26. Katz P. Digital control using microprocessors. Prentice/Hall international, New Jersey, 1981,—293 p.

27. Müller. Projektierung von automatisierung—anlagen, VEB Verlag, Berlin, 1982.

28. Бесекерский В. А., Изранцев В. В. Системы автоматического управления с микроЭВМ. — М.: Наука, 1987.

29. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. — М.: Наука, 1976.

30. Солодовников В. В., Колесник В. П. Синтез цифровых систем управления одного класса // Известия вузов. Приборостроение. 1970. № 1. С. 39—44.

31. Басманов А. С., Широков Ю. Ф. Микропроцессоры и однокристалльные микроЭВМ: Номенклатура и функциональные возможности / Под ред. В. Г. Домрачева. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 128 с., ил. — (Микропроцессорные БИС и их применение).

32. Березенко А. И., Корягин Л. Н., Назарьян А. Р. Микропроцессорные комплекты повышенного быстродействия.—М.: Радио и связь, 1981.—168 с., ил.

33. Хвоц С. Т., Варлинский Н. Н., Попов Е. А. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления: Справочник.—Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1987. — 640 с., ил.

34. Микропроцессорные системы автоматического управления / Под ред. Бесекерского В. А. — Л.: Машиностроение, 1988.

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Понятие о дискретных системах	8
1.1. Квантование непрерывного сигнала	8
1.2. Модель импульсного элемента	11
1.3. Особенности сигналов и элементов системы с микроЭВМ	12
Глава 2. z-преобразование	15
2.1. Формула прямого дискретного преобразования Лапласа	16
2.2. Вычисление дискретного преобразования Лапласа сигнала по его обычному преобразованию Лапласа	17
2.3. Связь спектров дискретного и непрерывного сигналов	21
2.4. Определение z-преобразования	24
2.5. Связь преобразования Лапласа, дискретного преобразования Лапласа и z-преобразования	26
Глава 3. Передаточная функция дискретной системы	32
3.1. Передаточная функция простейшей по структуре импульсной системы	32
3.2. Передаточная функция произвольной импульсной системы	35
3.3. Передаточная функция ЦВМ	41
3.4. Преобразователь Д—Н	44
Глава 4. Анализ устойчивости дискретных систем	50
4.1. z-аналог критерию устойчивости Михайлова	51
4.2. z-аналог критерию устойчивости Найквиста—Михайлова	56
4.3. z-аналоги аналитическим критериям устойчивости	65
Глава 5. Синтез дискретных систем	66
5.1. Приближенный расчет последовательного корректирующего контура с помощью преобразования Лапласа	68
5.2. Логарифмическая амплитудная и фазовая частотная характеристики (ЛАХ) импульсной системы	73
5.3. Приближенный расчет последовательного корректирующего контура с помощью z- и w-преобразований	79
5.4. Реализация корректирующего контура дискретной системы	85
5.5. Дискретизированная модель линейной непрерывной системы в области времени	102
Глава 6. Случайные процессы в импульсных системах	107
6.1. Статистические характеристики импульсных сигналов	107
6.2. Прохождение случайного сигнала через импульсную систему, представленную на рис. 6.1.	116
6.3. Вычисление спектральной плотности импульсного сигнала по его корреляционной функции	117

Глава 7. Учет эффекта от квантования по уровню	118
7.1. Модель системы с микроЭВМ с учетом квантования сигналов по уровню	118
7.2. Учет эффекта от квантования по уровню методом гармонической линеаризации	120
7.3. Статистический метод учета эффекта от квантования по уровню	125
7.4. Учет влияния эффекта от квантования по уровню без учета квантования по времени методом фазовой плоскости	128
Глава 8. Микропроцессорные средства автоматики, их взаимосвязь с ЭВМ и технологией БИС	134
8.1. Микропроцессоры и ЭВМ	135
8.2. Микропроцессоры и технология БИС	137
8.3. Области применения микропроцессорных средств	140
8.4. Классификация и основные определения микропроцессорных средств [17, 18, 20]	141
Глава 9. Архитектура микропроцессора	144
9.1. Способы представления информации для МП	145
9.2. Типовые логические элементы и узлы МП и МПС	146
9.3. Структурная схема и устройство однокристалльного МП	148
9.4. Управление и синхронизация МП	157
9.5. Система команд микропроцессора	161
Глава 10. Память микропроцессорных автоматических систем	168
10.1. Основные характеристики и классификация запоминающих устройств	168
10.2. Сверхоперативные и оперативные запоминающие устройства	169
10.3. Постоянные запоминающие устройства	172
10.4. Запоминающие устройства с последовательным доступом (буферные и стековые ЗУ)	178
Глава 11. Многокристалльные микропроцессоры и микропрограммирование	179
11.1. Секционированные МП	179
11.2. Микропрограммное управление в МПАС	181
Глава 12. Организация взаимодействия микропроцессора (МП) с внешней средой	183
12.1. Интерфейс	185
12.2. Порты ввода-вывода	187
12.3. Обмен информацией между микропроцессором и внешней средой	189
12.4. Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразования	196
12.5. Аналоговый микропроцессор [17, 24]	201
Глава 13. Микропроцессорные комплекты интегральных микросхем	207
13.1. Микропроцессорный комплект серии КР580	207
13.2. Микропроцессорный комплект серии К588	209
13.3. Микропроцессорные комплекты повышенного быстродействия (серии К589, КР1802, КР1804)	213
13.4. Шестнадцатиразрядный МПК серий К1801/06/09	217

Глава 14. Применение микроЭВМ в системах регулирования и управления	220
14.1. Управляющие ЭВМ	221
14.2. Использование микроЭВМ для оптимизации резки катаной заготовки ножницами [25]	222
14.3. Микроконтроллер для стабилизации антенны	224
14.4. Система управления положением вторичного зеркала телескопа [27].	226
14.5. Прямое цифровое регулирование.	227
14.6. Проектирование цифрового микропроцессорного автопилота [26].	229
14.7. Пример расчета микроЭВМ.	232
14.8. Микропроцессор как универсальный регулятор	239
14.9. Микропроцессор как основа нового поколения систем автоматизации	243
14.10. Регулирующий микропроцессорный контролер Ремиконт Р-100	246
Список литературы	251

Солодовников Владимир Викторович
Коньков Виктор Григорьевич
Суханов Владимир Александрович
Шевяков Олег Васильевич

**МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ
СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ.
ОСНОВЫ ТЕОРИИ И ЭЛЕМЕНТЫ**

Заведующая редакцией *Н. И. Хрусталева.*
Редактор *И. К. Кислова.*
Младшие редакторы *Л. А. Гусакова, Г. Г. Бучина.*
Художник *В. В. Гарбузов.*
Художественный редактор *Т. М. Скворцова.*
Технический редактор *Л. Ф. Попова.*
Корректор *Г. А. Четкина*

ИБ № 9109

Изд. СТД-730. Сдано в набор 14.12.90. Подп. в печать 06.05.91.
Формат 60×88^{1/16}. Бум. тип. № 2. Гарнитура литературная.
Печать офсетная. Объем 15,68 усл. печ. л., 15,93 усл. кр.-отт.
15,91 уч.-изд. л. Тираж 18 000 экз. Зак. № 727.
Цена 1 р. 50 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4,
Неглинная ул., д. 29/14.

Московская типография № 4
при Государственном комитете СССР по печатн.
129041, Москва, Б. Переяславская ул., 46